MISURATORE DI CAMPO EP 596 VHF - UHF

VENDUTO IN TUTTA EUROPA

HIGH FIDELITY LOUDSPEAKERS

SG-80

SG-84

SG-88

SG-210

SG-220

SG-222

SG-223

SG-300

8" - 12" with FLEXAIR system

Nuovissima serie d'altoparlanti da 20 a 30 cm; biconici, coassiali e triassiali.

Caratteristiche comuni di questa serie sono: l'elegantissimo disegno industriale • elevatissime prestazioni • l'adozione dei nuovi magneti ceramici SINTOX 6° • armatura in pesante fusione • sospensione a cono libero FLEXAIR • Gli altoparlanti coax e triax vengono forniti con filtro crossover e regolatore delle note acute incorporati.

NOTA: ogni altoparlante viene corredato di dati per la realizzazione della rispettiva cassa acustica.

Agenti Generali per l'Italia:

VIALE PREMUDA N. 38/A - MILANO - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

ANNO XXXVII **7**

LUGLIO 1965 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **3.500**; estero L. **7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. **50**, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

dott. ing. Alessandro Banfi

Il richiamo irresistibile della TV

Dei cinque sensi dell'uomo, indubbiamente il più prezioso può considerarsi quello della vista.
La cecità è una delle peggiori calamità che possano affliggere un essere umano: molto più della sordità o della mancanza di qualsiasi altro senso che reagisca agli stimoli del mondo esterno. Per contro, il pieno soddisfacimento del senso della vista può recare uno dei più intensi godimenti sia spirituali sia materiali ai un essere vivente. Se poi i due nostri massimi sensi, vista ed udito si integrano a vicenda, ne nasce una particolare forma di godimento e di soddisfazione spirituale.

Ed è questo il caso delle manifestazioni spettacolari a carattere audio-visivo, quali ad esempio, il teatro, il cinema e la televisione.

Ovviamente la televisione, ultima venuta e popolarizzatasi con diffusione capillare da poco più di un decennio, ha confermato in pieno tutte queste considerazioni psicologiche, imponendosi anzi, per la sua facile conquista, come un vero e proprio costume sociale.

Il piccolo schermo televisivo sta oggi penetrando inarrestabilmente nelle più recondite località ove sia almeno disponibile dell'energia elettrica. Dirò anzi che l'unico ostacolo che oggi si presenta alla sempre più vasta diffusione della TV è proprio la mancanza dell'energia elettrica, cosa che si verifica purtroppo ancora in un gran numero di luoghi.

Ho detto che la diffusione della TV è inarrestabile: ed è proprio così, come un fenomeno fisico-chimico a catena. Via via che un teleutente installa il proprio televisore, esso diviene in quella località un centro di attrazione e di propaganda.
Taluno attribuisce al desiderio di possesso di un televisore anche un senso di prestigio individuale: può anche essere, ma soprattutto il bisogno, talora una vera e propria necessità, ne impongono praticamente l'acquisto, sia pure attraverso talvolta sensibili sacrifici economici.

Queste considerazioni sono naturalmente valide in tutte quelle zone lontane da grossi o medi centri urbani, ove la notizia, l'informazione, giunge sempre con un certo ritardo.
E' vero, c'è la radio: ma pur senza svalorizzare la sua immensa utilità, chè anzi, contrariamente a quanto qualcuno preconizzava, essa si sta tuttora affermando con insospettata vivacità, la televisione possiede il fascino visivo che integra, come ho già accennato, il senso dell'udito.

In quelle località marginali, la TV è divenuta una necessità di vita sociale e forse non tutti ne comprendono l'immenso valore umano. E sotto molteplici aspetti: informativo, educativo, ricreativo fra i principali.
E le considerazioni ora accennate trovano conferma nell'incessante aumento del numero di teleutenti anche nell'attuale periodo di recessione economica generale.

E' noto infatti che negli anni 1963 *e* 1964 *la RAI ha registrato un aumento di nuovi abbonati rispettivamente di* 820.000 *e* 850.000 *unità, mentre a tutto giugno* 1965 *tale aumento era già di oltre* 600.000 *unità.*

Inoltre i nuovi abbonati sono in maggioranza appartenenti a zone di minor benessere sociale con tendenza al progressivo miglioramento del tenore di vita. Non tutti forse si rendono conto dell'immenso apporto di "vitalità civile" della televisione, in questi strati sociali. Ed il beneficio è talmente grande ed apprezzato, che la mancata ricezione di un programma, per un qualsiasi impedimento, viene considerata quasi come una calamità.

(il testo segue a pag. 326)

G. Klein e J. J. Zaalberg van Zelst*

Oscillatore di bassa frequenza a piccola distorsione

Questo articolo riguarda i circuiti elettronici per apparecchi di misura speciali. Tratta di un oscillatore a frequenza fissa la cui tensione di uscita deve soddisfare esattamente certe esigenze rispetto alla costanza di ampiezza e all'assenza di distorsione nelle condizioni non lineari, che provocano una notevole distorsione della corrente circolante nel carico.

1. - OSCILLATORI A TUBI ELETTRONICI CON CARICO NON LINEARE

La tensione di uscita degli oscillatori a tubi elettronici è praticamente sinoidale, supposto che il carico sia costituito da un elemento lineare. Un carico non lineare, all'opposto, può provocare una notevole distorsione della tensione d'uscita e rendere in pari tempo difficilissima la realizzazione delle condizioni necessarie per il mantenimento delle oscillazioni. Certe applicazioni, attualmente, esigono una tensione che, pure sotto un carico fortemente non lineare, contenga una piccolissima frazione di armoniche più alte. È il caso, per esempio, degli apparecchi usati in un laboratorio per le misure sugli amplificatori magnetici, nei quali i nuclei ferromagneti sono sottoposti ad una corrente continua variabile di magnetizzazione. Per questa applicazione, occorre un oscillatore la cui corrente raggiunga anche il 20% della corrente massima trattata (valore totale delle armoniche superiori: 20% del valore efficace della componente fondamentale a pieno carico) mentre la distorsione di tensione non deve superare il bassissimo valore dello 0,01%. Con un carico variabile, come pure con un carico costante per periodi più lunghi, l'ampiezza della tensione di uscita non deve variare più dello 0,1%. Le caratteristiche di questo oscillatore sono dunque le seguenti:

tensione di uscita $U_0 = 50$ V circa
potenza massima $P = 2$ W

distorsione della tensione di uscita per un'intensità di corrente di 8 mA (20% della corrente nominale a carico) $d = 0{,}01\%$ max

variazione della tensione di uscita $\Delta U_0/U_0 = 0{,}1\%$ max
frequenza $f = 80$ Hz.

A queste specifiche bisogna aggiungere che non deve generarsi alcuna forma di corrente con un valore di cresta superiore a 120 mA. Questa limitazione elimina i casi nei quali la corrente non comprende più di 8 mA in armoniche superiori, ma dove l'esigenza della distorsione di tensione non sia raggiunta. Un caso, per esempio, sarebbe quello di una corrente formata da una componente sinoidale con una componente più o meno a forma di impulsi. Conservando una data percentuale di distorsione, si potrebbe, rendendo l'impulso abbastanza stretto rendere la sua ampiezza arbitrariamente grande; nel qual caso ci sarebbe una difficoltà crescente a mantenere l'influenza dell'impulso sulla tensione al disotto di un limite predeterminato. L'esigenza di distorsione può dunque meglio formularsi specificando che la *resistenza interna* dell'oscillatore deve essere particolarmente bassa per i multipli della frequenza fondamentale, precisamente, più piccola di $10^{-4} \times 50$ V: 8 mA = 0,6 Ω circa. La specificazione di una variazione massima di tensione dello 0,1% a carico variabile porta pure ad una bassa resistenza interna, sempre alla frequenza fondamentale.
I segnali di interferenza indotti nella tensione di uscita devono perciò essere mantenuti alla stessa percentuale ridotta delle armoniche superiori. In seguito studieremo un oscillatore che riunisca le caratteristiche indicate.

2. - SEPARAZIONE TRA LE SEZIONI OSCILLATORE E USCITA DI POTENZA

La combinazione (1) di una reazione positiva sulla frequenza fondamentale in modo che la condizione di oscillazione sia costantemente verificata, (2) di un'energica controreazione sulle armoniche superiori per mantenere la

(*) Dei Laboratoires de Recherches PHILIPS. L'articolo è apparso su *Revue Technique Philips*, Vol. 25, n° 5/6, pag. 150 e segg.

resistenza interna al basso valore richiesto, e (3) di misure per mantenere costante il valore della tensione, impone difficoltà quasi insormontabili nella pianificazione di un'oscillatore a carico non lineare, che deve fornire dell'energia.

Un principio molto più seducente consiste nell'*assicurare il mantenimento delle oscillazioni e la fornitura di energia per mezzo di due sezioni distinte*. La prima sezione, che resta non caricata, genera una tensione alternativa costante alla frequenza richiesta con una distorsione di molto inferiore al limite imposto: la chiameremo *tensione di riferimento*. La seconda sezione deve « seguire » esattamente la tensione di riferimento. Essa comporta un sistema di regolazione nel quale una certa frazione della tensione di uscita, viene confrontata con la tensione di riferimento; la differenza viene amplificata e comanda lo stadio di uscita che, pure sotto un carico non lineare, deve essere capace di fornire la tensione e la potenza richieste. Qui ancora si applica il principio della sorgente di potenza stabilizzata, con questa differenza che le tensioni di riferimento e di uscita non sono tensioni continue, ma alternative.

La prima sezione sarà detta *oscillatore di riferimento*, e la seconda *stadio di uscita*.

3. - L'OSCILLATORE DI RIFERIMENTO

Nella progettazione di un oscillatore, si ha generalmente la scelta tra i tipi *LC* e *RC*. Se, come nel caso presente, la frequenza è bassa (80 Hz), la bobina per un oscillatore *LC* dovrebbe avere un'induttanza particolarmente alta. Siccome la tensione di riferimento deve essere perfettamente esente da tensioni di interferenza di origine esterna come pure da armoniche superiori, la schermatura di una simile bobina contro i campi magnetici alternativi parassiti potrebbe essere difficile. Gli oscillatori *RC*, invece, non esigono schermatura notevole, il che è stata la regione più forte per scegliere questo tipo. La tensione fornita da un oscillatore *RC* classico non è soddisfacente come tensione di riferimento, tanto per ciò che riguarda la distorsione, quanto riguardo alla costanza. La distorsione non è soddisfacente perchè in un oscillatore *RC* classico la selettività è assicurata da reti *RC* passive, che contribuiscono poco a ridurre la distorsione introdotta dagli elementi non lineari, come i tubi elettronici. Per un dato segnale di circa 10 V, una distorsione di circa l'1% è in conseguenza normale. Per mantenere la tensione *costante*, si usa un limitatore di ampiezza — sotto forma di un termistore (resistenza a coefficiente di temperatura negativo, lampada a incandescenza), che sopprime il guadagno quando l'ampiezza aumenta. Per lunghi periodi, una costanza migliore dell'1% è difficile da ottenere con questo modo. Ciò è principalmente dovuto all'influenza della temperatura ambiente, l'azione dei termistori essendo basata su un equilibrio di energia.

Nella soluzione adottata, viene introdotta un'ulteriore suddivisione: *l'oscillatore di riferimento è costituito da una parte che limita l'ampiezza, e da una parte che permette alla condizione di innesco di essere pienamente verificata*. Come qui si dimostra, la parte di limitazione di ampiezza fornisce una tensione che, benchè la sua ampiezza sia molto costante, presenta nello stesso tempo una considerevole distorsione. In conseguenza, bisogna prendere misure contemporaneamente per *sbarazzare la tensione di riferimento delle armoniche superiori*.

Il limitatore, impiegato per mantenere l'ampiezza ad una costanza soddisfacente, è uno stadio simmetrico (doppio triodo T_1-T_2 in fig. 1a) con una forte resistenza di catodo R_k (sia 0,1 MΩ) nel conduttore comune di catodo, schema noto col nome di « coppia prolungata ». T_1 e T_2 sono polarizzati in modo che la corrente totale di catodo I_k passi per ciascuno di essi. Una leggera differenza V_d (qualche

Fig. 1 - *a*) Stadio simmetrico con forte resistenza - qui una resistenza ordinaria R_k — nel conduttore comune di catodo (« coppia prolungata ») *b*) Le correnti anodiche I_{a1} e I_{a2} dei triodi T_1 e T_2 in *a*) sono tracciate in funzione della differenza V_{g1}, V_{g2} delle tensioni di griglia. La differenza V_d, necessaria perchè tutta la corrente di catodo $I_k = I_{a1} + I_{a2}$ passi da un anodo all'altro, è solamente di qualche V. *c*) Quando una tensione alternativa V_i molte volte superiore a V_d viene applicata alla griglia di T_1, una tensione rettangolare di ampiezza ½ R_a I_k appare sull'anodo di T_2, che comporta una resistenza R_a in serie con esso.

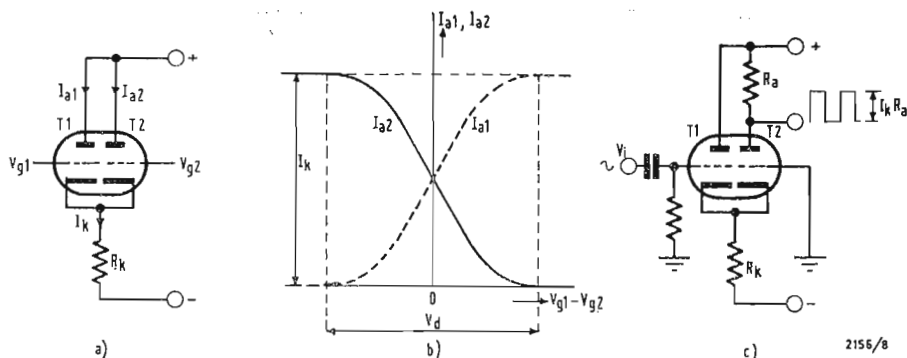
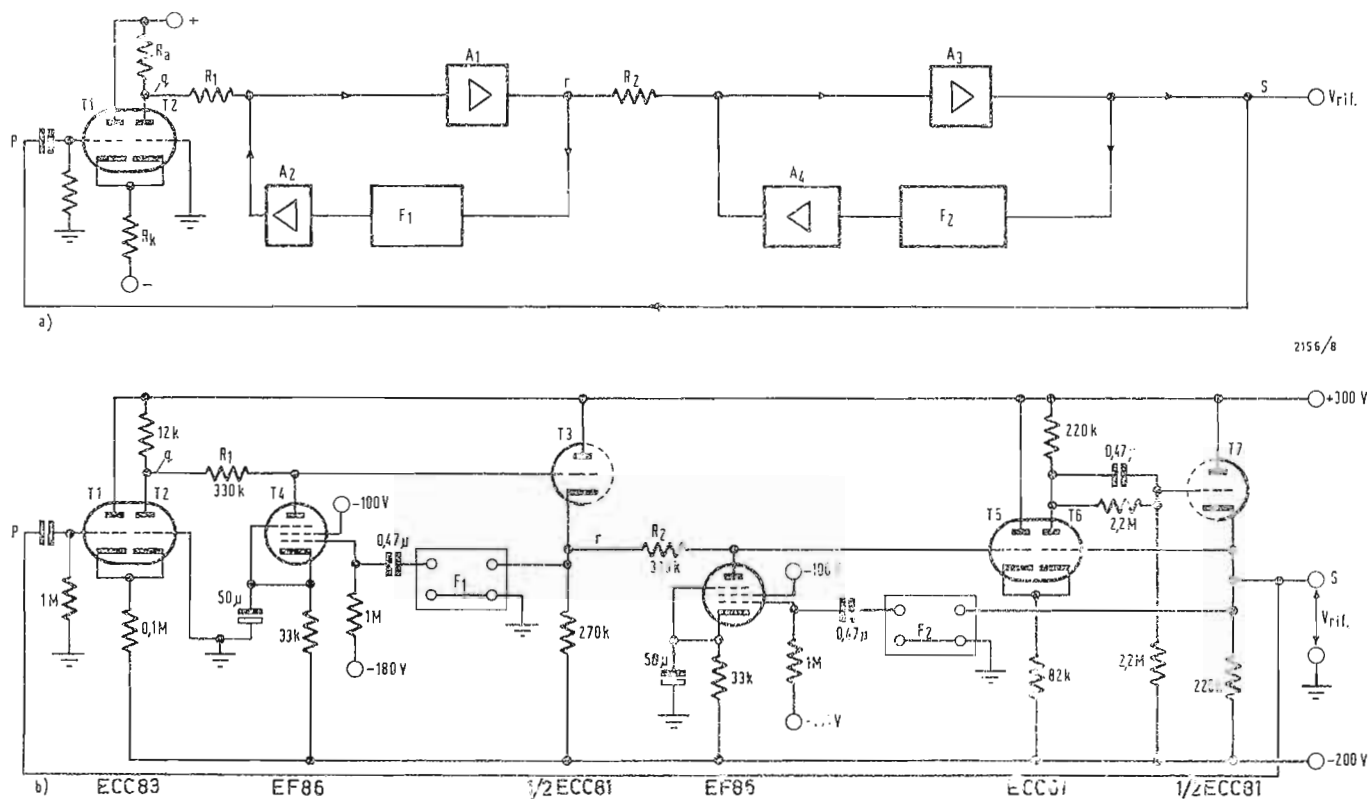



Fig. 2 - *a*) Schema a blocchi dell'oscillatore di riferimento T_1, T_2, R_k e R_a corrispondono alla fig. 1*c*). Al punto *q*, vi è una tensione rettangolare costante (frequenza a 80 Hz), la cui componente fondamentale passa attraverso i tubi amplificatori (a carico catodico) A_1 e A_3. Per le armoniche superiori della tensione rettangolare, si applica una forte controreazione, A_2 e A_4 contengono ciascuno nella via della controreazione un filtro (F_1, F_2), che lascia passare le armoniche superiori, ma arresta la componente fondamentale. A_2 e A_4 amplificano le armoniche superiori trasmesse. La tensione all'uscita *S* presenta una distorsione minore dello 0,01 %. Poichè *S* è applicata alla entrata *p*, il circuito costituisce un oscillatore. *b*) Schema completo del circuito. Le diverse componenti sono rappresentate, per quanto sia possibile, al di sotto dei blocchi corrispondenti in *a*).

Volt) fra le tensioni di griglia basta per obbligare la corrente totale I_k a passare attraverso l'uno o l'altro anodo: è quello che indica la fig. 1b, nella quale le correnti dei due anodi sono tracciate in funzione della differenza V_{g1}-V_{g2} tra le tensioni di griglia. Se si sovrappone sulla griglia di T_1 una tensione alternativa V_1 (fig. 1c) con un'ampiezza uguale a parecchie volte quella di V_d, allora T_1 e T_2 lasceranno passare alternativamente la corrente I_k. Sull'anodo di T_2 che comporta una resistenza R_a in serie con esso, apparirà così una tensione di forma più o meno rettangolare. L'ampiezza della tensione dell'onda rettangolare vale $R_a I_k$, ed è perciò indipendente da v_i, stabilizzando le tensioni di alimentazione e usando resistenze metalliche (in filo avvolto o a deposito metallico) per R_k ed R_a, si può rendere R_k ed R_a abbastanza indipendenti da variabili come la tensione di rete e la temperatura ambiente. Una volta ottenuta una tensione ad onda rettangolare in questo modo, la sua componente fondamentale, che si utilizzerà ancora qui, avrà pure un'ampiezza costante.

La forma dei fronti della tensione ad onda approssivamente rettangolare ha una piccolissima influenza sull'ampiezza della prima armonica. Ciò si constata agevolmente se si considera il modo con cui la prima armonica di una funzione periodica dispari $f(\omega t)$ viene determinata con l'analisi di Fowier; la funzione è moltiplicata per sen ωt ed il prodotto viene integrato rispetto a ωt tra i limiti zero e 2π. Se ωt è una funzione di un'onda più o meno rettangolare con transizioni nulle a $\omega t = 0$, π e 2π, allora i fianchi coincidono coi piccoli valori di sen ωt. In tal modo essi contribuiscono pochissimo all'ampiezza della prima armonica.

Ritornando allo schema a blocchi dell'oscillatore di riferimento in fig. 2a, ci si spiega ora come l'oscillazione sia generata e come la tensione di riferimento sia liberata dalle armoniche superiori. Sul lato sinistro della fig. 2a si può vedere lo stadio simmetrico rappresentato in fig. 1c. Supponiamo che vi sia tensione alternativa sinoidale di 10 V (ampiezza 10 $\sqrt{2}$ volt) all'entrata *p* di questo stadio. Al punto *q* apparirebbe allora una tensione ad onda rettangolare di ampiezza costante. Il punto *q* è collegato con una resistenza R_1 all'entrata *p* di un amplificatore A_1, la cui uscita *r* comporta una controreazione per mezzo di un filtro F_1 e di un amplificatore A. Il filtro — al quale ora ritorniamo — trasmette le armoniche superiori quasi senza attenuazione ma *non* trasmette la componente fondamentale. Le armoniche superiori sopportano dunque una controreazione energica, mentre il filtro blocca il passaggio alla componente fondamentale. Ne risulta un'attenuazione considerevole delle armoniche superiori rispetto alla componente fondamentale. La tensione al punto *r* si avvicina così strettamente ad una sinussoide; la sua distorsione è dello 0,3 % circa, valore molto inferiore al 50 % di distorsione della tensione rettangolare al punto *q*.

La distorsione al punto *r*, tuttavia, resta ancora molto superiore al massimo dello 0,01 % ammissibile per la tensione di riferimento. È per questo che il metodo sopra menzionato viene ripetuto: il punto *r* è connesso con una

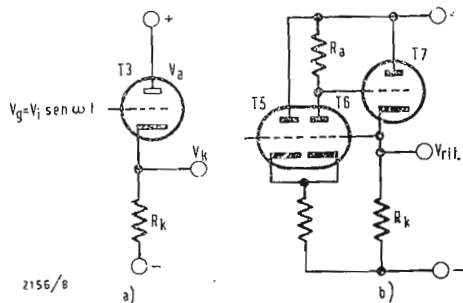



Fig. 3 - *a*) Stadio semplice a carico catodico (come T_3 in fig. 2 *b*); triodo T_3 con resistenza di catodo R_k.
b) Carico catodico complesso (come T_5, T_6, T_7 in fig. 2 *b*). La distorsione inerente è qui molto più bassa che nel tipo semplice.

Fig. 5 - Il filtro « passivo » F_1 e gli stadi amplificatori A_1 e A_2 (fig. 2*a*) formano insieme un filtro attivo con terminale di entrata *q* e terminale di uscita *r*. La componente fondamentale della tensione rettangolare in *q* è trasmessa. Le armoniche superiori sono considerevolmente attenuate, grazie all'alto guadagno di A_2.

resistenza R_2 ad un amplificatore A_3 che assicura una nuova controreazione per le armoniche superiori grazie a un filtro F_2 (identico a F_1) e ad un amplificatore A_4.
Poichè l'uscita *s* di A_3 è collegata all'entrata *p*, l'insieme del circuito forma un oscillatore. La condizione di oscillazione si trova così pienamente soddisfatta: l'amplificazione del circuito è automaticamente uguale a 1 e la frequenza è quella per la quale lo sfasamento totale (amplificatore e filtro insieme) è nullo. Lo sfasamento negli amplificatori è praticamente trascurabile, e quello nei filtri (supposti ideali) è nullo alla frequenza per la quale il trasferimento è nullo (la frequenza zero). L'insieme del sistema oscilla per conseguenza con la frequenza zero.
La fig. 2b mostra il circuito completo dell'oscillatore di riferimento. Una caratteristica importante è che nella « linea principale », tra i punti *q* ed *s*, c'è pochissimo rischio che possa compromettere la costanza dell'ampiezza della tensione sinoidale in *s*. Nella linea principale vi sono due amplificatori (A_1 e A_3) e due divisori di tensione (R_1, T_4 e R_2, T_8). Come si può vedere sulla fig. 2b, A_1 e A_2 sono stadi a carico catodico (T_3 e T_6 rispettivamente); il loro guadagno è in conseguenza inferiore all'unità ($1 - A^{-1}$, dove $A \gg 1$) e molto costante. Lo stesso vale per i divisori di tensione; i rapporti di divisione sono verosimilmente comandati da un'espressione del tipo $1 - A^{-1}$ con $A \gg 1$. Gli amplificatori A_2 e A_4 hanno bisogno di avere un guadagno molto alto per sopprimere le armoniche superiori. Essi sono collocati, però, nei circuiti di controreazione, che sono bloccati per la componente fondamentale dai filtri F_1 e F_2; in consegenza il loro guadagno non ha bisogno di essere particolarmente costante. Sarebbe stato molto più difficile ottenere una tensione di uscita costante, sfruttando un circuito, forse più evidente, contenente nella linea principale un filtro, che trasmettesse la fondamentale e bloccasse le armoniche superiori. Inoltre, per evitare le tensioni di interferenza indotte nelle bobine a forte induttanza, tale filtro dovrebbe essere del tipo *RC* e non *LC*. La modesta selettività di un simile filtro dovrebbe essere migliorata con un'amplificazione considerevole della componente fondamentale nella linea principale. Sarebbe allora difficile ottenere la costanza di ampiezza necessaria.
Si vede in fig. 2b che l'amplificatore A_1 è formato da un semplice stadio a carico catodico (triodo T_3), ma che A_3 ha un circuito più complicato. La ragione sta nel valore importante della distorsione introdotta dai tubi per il fatto della curvatura della loro caratteristica. Per A_1, ove il segnale (come si è visto) mostra la distorsione di circa lo 0,3%, la distorsione introdotta da un semplice stadio a carico catodico è relativamente insignificante. Per A_3, si esige una distorsione inferiore allo 0,01%.
Ciò obbliga a tenere accuratamente conto della distorsione prodotta da A_2 stesso. Questa distorsione è tanto più piccola, quanto più grande è l'impedenza del conduttore di catodo; un limite risulta però fissato a questa impedenza, dall'impedenza di entrata del filtro F_3, la quale è ancora più efficace se le piccole resistenze di questo filtro sono resistenze metalliche. Assumendo per esse i massimi valori possibili, troviamo che la distorsione (principalmente di 2ª armonica) introdotta da un semplice stadio a carico catodico in una tensione di uscita di 10 V è tale da mantenersi strettissimamente nel limite specificato dello 0,01%. Un semplice stadio a carico catodico potrebbe per conseguenza essere sufficiente. Si è deciso, tuttavia, che un limite più largo sarebbe desiderabile per la tensione di riferimento. Questo risultato è stato ottenuto usando un circuito più elaborato per A_3, che produce meno distorsione di 2ª armonica, di uno stadio semplice a carico catodico.
Come indica la fig. 2b, A_3 è formato da un semplice stadio a carico catodico T_7 preceduto da uno stadio simmetrico T_5 - T_6 aventi una resistenza di catodo comune. La 2ª armonica nella tensione di uscita di questa combinazione vale solo il $2{,}5 \times 10^{-3}$% della componente fondamentale; le altre armoniche superiori sono ancora più piccole.

Distorsione introdotta dagli stadi a carichi catodici.

La distorsione introdotta dalla curvatura della caratteristica di un tubo può essere calcolata col metodo descritto in « J. Rodrigues de Miranda e J. J. Zaalberg van Zelst, Nuovi progressi negli amplificatori senza trasformatori di uscita; J. Audio Engineering Soc. 6, 244-250, 1958 ».
Usando questo metodo, si può calcolare la distorsione introdotta dai tubi a carico catodico impiegati in questo circuito.
L'equazione della caratteristica di un tubo (corrente anodica i_a in funzione della « tensione totale di comando » *v*) può scriversi come una serie di potenze:

$$i_a = \alpha v + \beta v^2 + \gamma v^3 + \ldots, \qquad (1)$$

dove

$$v = v_g + \frac{v_a}{\mu} - \left(1 + \frac{1}{\mu}\right) v_k \qquad (2).$$

Le tensioni v_a, v_g e v_k sono indicate in fig. 3a, e μ è il fattore di amplificazione del tubo.
Si può esprimere la (1) sotto la forma

$$v = a\, i_a + b\, i_a^2 + c\, i_a^3 + \ldots, \qquad (3)$$

dove

$$a = \frac{1}{\alpha};\ b = -\frac{\beta}{\alpha^3};$$

Fig. 4 - *a*) Filtro a doppio *T* formato da resistenze e da condensatori. *b*) e *c*) Le due sezioni a *T*, delle quali è formato *a*). *d*) Le due sezione a *T* di *a*) sono trasformate in sezioni a π. *e*) Nel caso di simmetria, la rete *a*) può essere formata da quattro resistenze identiche *R* e di quattro condensatori identici *C*.

$$c = \frac{2\beta^2}{\alpha^5} - \frac{\gamma}{\alpha^4} \ldots \qquad (4).$$

Per lo stadio semplice a carico catodico (fig. 3a), $v_a = 0$ e $v_k = i_a R_k$.
Supponendo $(1 + \mu^{-1}) R_k = r$, si deduce dalle (2) e (3) per il semplice carico catodico:

$$v_g = (a + r)i_a + bi_a^2 + ci_a^3 + \ldots \quad (5).$$

Se si sviluppa i_a in una serie di potenze di v_g, si ha:

$$i_a = k_1 v_g + k_2 v_g^2 + k_3 v_g^3 + \ldots \qquad (6).$$

La relazione fra (6) e (5) è la stessa esistente fra (1) e (3). Per analogia con la (4), si può in conseguenza scrivere:

$$a + r = \frac{1}{k_1}, \quad b = -\frac{k_1}{k_1^3};$$

$$c = \frac{2k_2^2}{k_1^5} - \frac{k_3}{k_1^4}.$$

La combinazione con la (4) dà:

$$k_1 = \frac{\alpha}{1 + \alpha r}, \quad k_2 = \frac{\beta}{(1 + \alpha r)^3},$$

$$k_3 = \frac{-2\beta^2 r}{(1 + \alpha r)^5} + \frac{\gamma}{(1 + \alpha r)^4}, \text{ ecc.}$$

Se v_g è una tensione sinoidale pura, $v_g = v_0 \cos \omega t$, allora la corrente i_a è data dalla seguente serie:

$$i_a = \left(k_1 V_0 + \frac{3}{4} k_3 V_0^3 + \ldots\right) \cos \omega t +$$

$$+ \left(\frac{1}{2} k_2 V_0^2 + \ldots\right) \cos 2\,\omega t +$$

$$+ \left(\frac{1}{4} k_3 V_0^3 + \ldots\right) \cos 3\,\omega t + \ldots.$$

Da questa, si deduce il rapporto d_2 della 2ª armonica dell'oscillazione fondamentale della corrente i_a (e così della tensione di uscita $v_k = i_a R_k$):

$$d_2 = \frac{2k_2 V_0}{4k_1 + 3k_3 V_0^2} =$$

$$= \left(\frac{2\alpha}{\beta V_0}(1 + \alpha r)^2 - \frac{3\beta r V_0}{(1 + \alpha r)^2} + \right.$$

$$\left. + \frac{3\gamma V_0}{\beta(1 + \alpha r)}\right)^{-1} \qquad (7)$$

Per determinare quale dei 3 termini tra parentesi sia il più importante, traduciamolo in valori pratici. Per il tubo ECC81, con 1 mA e 100 V di tensione anodica, abbiamo: $\alpha \simeq 1{,}5$ mA/V, $\beta \simeq 0{,}8$ mA/V e $\gamma \simeq 1{,}6$ mA/V³. Se $r = 50\,k\Omega$ e $V_0 = 14$ V, troviamo rispettivamente per i 3 termini 1550; $-0{,}3$ e 1,1. Così che in questo caso il 1° termine è di gran lunga il più importante. Per una buona approssimazione, possiamo in conseguenza scrivere la (7) in forma semplificata:

$$d_2 = \frac{\beta V_0}{2\alpha(1 + \alpha r)^2} \qquad (8).$$

In questo caso allora, $d_2 = \frac{1}{1550} = 0{,}065\,\%$. La controreazione riduce ulteriormente questa distorsione secondo un fattore che è difficile calcolare, ma che deve essere dell'ordine di 10. Ne risulta una distorsione che si mantiene giusto sotto al limite imposto. Come si è detto più sopra, un certo margine potrebbe sembrare desiderabile. Secondo la (8), si vede che la distorsione diminuisce se r, e in conseguenza la resistenza di catodo R_k, è alta. R_k è formata dalla resistenza reale di catodo in parallelo con l'impedenza di entrata del filtro. Quest'ultima impone un limite superiore a R_k.

Il tubo carico catodico preceduto da uno stadio simmetrico, come quello usato per A_2, è rappresentato in fig. 3 *b* (salvo gli elementi di polarizzazione di T_6). Il calcolo dimostra che, con valori opportuni e assumendo lievi precauzioni di semplificazione, la distorsione inerente indicata dalla (8) viene ridotta secondo un fattore:

$$\left(\frac{1}{\mu'} + \frac{2}{S R_a}\right)^{-1} - 1 \qquad (9).$$

In questa espressione μ' è il fattore di amplificazione ed S è la pendenza del triodo T_6 in fig. 3*b*. Coi valori adottati qui, questo tubo (1/2ECC81) presenta $\mu' = 60$ e $S = 2$ mA/V. Con $R_a = 0{,}22$ MΩ, il fattore dato dalla (9), per il quale la distorsione inerente è ridotta, è di circa 50.

I filtri

Per le stesse ragioni che hanno condotto a non usare un oscillatore *LC*, si è pure evitato di servirsi di bobine nei filtri (F_1 e F_2 in fig. 2), che sono per-

ciò interamente formati di resistenze e di condensatori.

Come si è visto, i filtri bloccano la componente fondamentale, ma lasciano passare le armoniche più alte. Un circuito di filtraggio, che presenta questa caratteristica è il tipo a doppio T, composto da resistenze e capacità (fig. 4a). Lo si chiama così perchè si può considerarlo come formato da due sezioni a T montate estremo-a-estremo (fig. 4b e 4c). Per una frequenza (la frequenza zero f_0), il filtro non lascia passare alcun segnale se la resistenza e la capacità soddisfano alla condizione seguente:

$$\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} C_3 = R_3(C_1 + C_2) \qquad (10).$$

In questo caso:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_1 + R_2)R_3C_1C_2}}.$$

Per ricavare la condizione (10), trasformiamo le due sezioni a T (o rete a stella) delle fig. 4b e 4c in sezioni a π (fig. 4d). Le 6 impedenze $Z_1 \ldots Z_6$ possono essere facilmente espresse in termini di R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3 e della frequenza angolare ω. Il rapporto $1/A_f$ tra le tensioni di entrata e di uscita si deduce dalla fig. 4d:

$$\frac{1}{A_f} = \frac{V_i}{V_0} = 1 + \frac{Z_1Z_2(Z_5 + Z_6)}{(Z_1 + Z_2)Z_5Z_6}.$$

Secondo questa formula, si vede che il caso, in cui il filtro blocca completamente il segnale ($A_f = 0$; $V_i/V_0 = \infty$) appare solo quando $Z_1 + Z_2$ è uguale a zero. Esprimendo Z_1 e Z_2 in termini di resistenze e capacità e ponendo successivamente le parti reali e immaginarie di $Z_1 + Z_2$ uguali a zero, si ottengono le seguenti equazioni:

$$\omega^2 = \frac{1}{(R_1 + R_2)R_3C_1C_2} \qquad (11)$$

e

$$\omega^2 = \frac{C_1 + C_2}{R_1R_2C_1C_2C_3} \qquad (12).$$

Alla frequenza f_0 il filtro non trasmette alcun segnale se ω nei membri di sinistra delle (11) e (12) è uguale a $2\pi f_0$. I membri di destra sono allora pure identici, il che conduce all'equazione (10).

Per i filtri, che soddisfano esattamente alla condizione (10), si può dedurre che il rapporto di trasmissione A_f in funzione della frequenza sia dato da:

$$A_f = \frac{V_0}{V_i} = \frac{jQ\beta}{1 + jQ\beta} \qquad (13),$$

dove

β è il disaccordo relativo:

$$\beta = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f},\ \text{ed il fattore } Q \text{ è } Q = \frac{\sqrt{(R_1 + R_2)R_3C_1C_2}}{R_1C_3 + (R_1 + R_2)C_2}.$$

Se il filtro è simmetrico ($R_1 = R_2 = R$, e $C_1 = C_2 = C$; la simmetria implica anche $R_3 = 1/2\,R$ e $C_3 = 2C$), si trova $Q = 1/4$, in modo che si può scontare che questo genere di filtro abbia una grandissima selettività. Con un filtro asimmetrico, si può ottenere un Q leggermente più alto, teoricamente un massimo di $1/2$. La differenza è talmente piccola che è trascurabile rispetto ai vantaggi di un filtro simmetrico, la cui entrata e la cui uscita sono più favorevoli e che possono essere realizzate con quattro resistenze identiche R, e quattro condensatori identici C (fig. 4e).

Piccole differenze nei valori di C e R creano differenze dello stesso ordine di grandezza nel valore della frequenza e nell'ampiezza della tensione. È per questo che si usano unicamente condensatori a mica e resistenze metalliche nei filtri.

Invece del comportamento del filtro per sè stesso, consideriamo ora il comportamento del filtro associato agli amplificatori coi quali esso funziona, cioè la combinazione $A_1 - F_1 - A_2$ in fig. 2a. Questo *filtro attivo*, (rappresentato separatamente in fig. 5) ha una tensione di entrata V_q e una tensione di uscita V_r (confronta i punti q e r in fig. 2a). La trasmissione A_{act} di questo filtro attivo può essere trovata con l'ausilio della (13):

$$A_{act} = \frac{V_a}{V_q} =$$

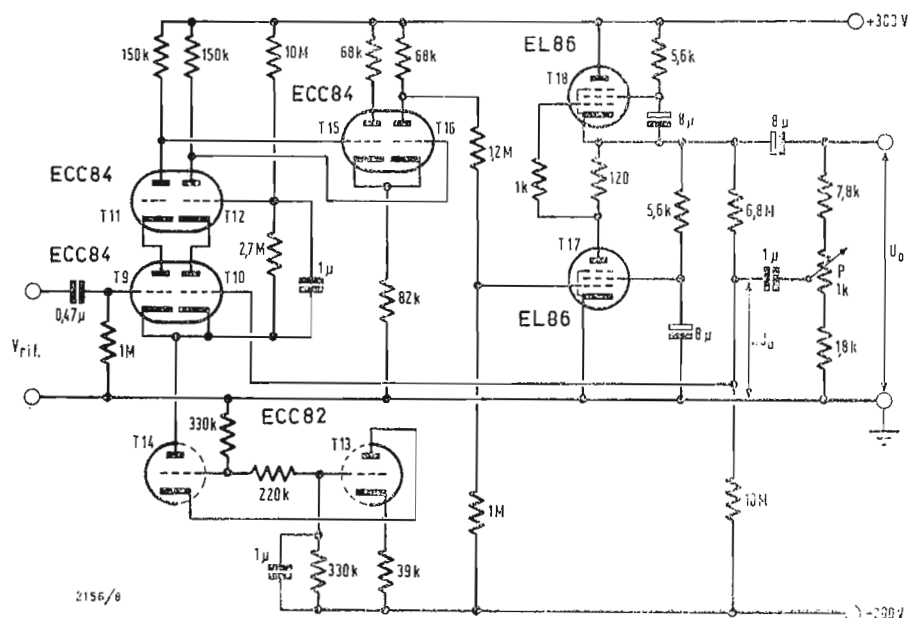



Fig. 6 - Schema dello stadio di uscita con circuito di entrata a 2 stadi.
Circuito di entrata. Primo stadio: amplificatore differenziale con alti fattori di reiezione e di discriminazione formato dai cascode T_9, T_{11} e T_{10}, T_{12} in controfase col cascode T_{13}, T_{14} nel conduttore comune di catodo. Secondo stadio: amplificatore differenziale semplice formato dai triodi T_{15} e T_{16} in controfase con una resistenza di 82 kΩ nel conduttore di catodo.
Stadio di uscita: disposizione simmetrica in controfase a uscita diretta dei pentodi T_{17} e T_{18}. Nel primo stadio del circuito di entrata, la parte kU_0 della tensione di uscita (k essendo regolabile tra 1/6 e 1/4 per mezzo del potenziometro P) viene confrontata con la tensione di riferimento V_{rif} di 10 V (la connessione tra le griglie di T_{11} e T_{12} è omessa nella figura).

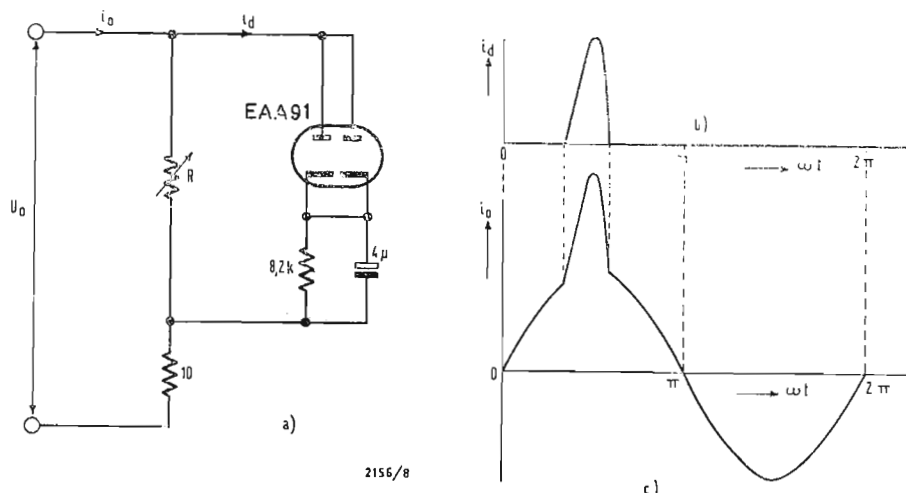



Fig. 7 - *a*) Circuito usato come carico non lineare per le misure di distorsione. La corrente di carico i_0 comprende una componente lineare che attraversa la resistenza variabile R, e una componente non lineare i_d, che durante una piccola parte di ciascun periodo, carica un condensatore di 4 μF attraverso il diodo EAA91. Le armoniche di i_0 sono state trovate analizzando la tensione ai capi della resistenza in serie di 10 Ω. *b*) Corrente di carico i_d - c) Corrente totale i_0.

$$\approx B \frac{1 + jQ\beta}{1 + j(A_2 + 1)Q\beta} \qquad (14).$$

Qui, A_2 è il guadagno del pentodo amplificatore A_2, B è un fattore, non prima presentato nelle nostre considerazioni, che è indipendente dalla frequenza ed è poco diverso dall'unità. Risulta dalla (14) che per la componente fondamentale ($\beta = 0$) la trasmissione A_{act} è uguale a B (in modo che la fondamentale viene virtualmente trasmessa senza attenuazione) e che le armoniche superiori vengono tanto meglio soppresse, quanto più il guadagno A_2 è alto. Per $A_2 \gg 1$ e per $Q = 1/4$, il valore assoluto di A_{act}/B alle frequenze f_0, $2f_0$ ecc, è dato dalla (14):

$$f = f_0 \qquad 2\,f_0 \qquad 3\,f_0 \qquad 4\,f_0 \;\ldots\; \infty$$

$$\beta = 0 \qquad 1\frac{1}{2} \qquad 2\frac{2}{3} \qquad 3\frac{3}{4} \;\ldots\; \infty$$

$$\left(\frac{A_{act}}{B}\right) = 1 \quad \frac{2{,}85}{A_2} \quad \frac{1{,}80}{A_2} \quad \frac{1{,}46}{A_2} \;\ldots\; \frac{1}{A_2}.$$

Si può vedere che la 2ª armonica è meno attenuata della 3ª e delle armoniche superiori. D'altra parte, la 2ª armonica è solo debolmente rappresentata nella tensione V_q (una tensione perfettamente quadra non contiene pure armoniche del tutto).

Misure della tensione di riferimento.

Sono state effettuate misure della tensione di uscita dell'oscillatore di riferimento (valore efficace circa 10 V, frequenza 80 Hz) per determinare la distorsione e la costanza dell'ampiezza e della frequenza. si trovano i seguenti valori per i contributi delle principali armoniche superiori alla distorsione:
2ª armonica $d_2 = 2{,}5 \times 10^{-6}$
3ª armonica $d_3 = 1{,}5 \times 10^{-5}$
armoniche rimanenti $d_{rim} \leq 0{,}4 \times 10^{-6}$. Per evitare all'ampiezza delle variazioni superiori allo 0,01 %, la tensione di alimentazione di + 300 V deve essere mantenuta costante a meno di 0,5 V, la tensione di alimentazione di − 200 V a meno di 0,1 V e la tensione di accensione (nominalmente 6,3 V) a meno di 0,3 V. Queste condizioni possono essere facilmente soddisfatte.

Benchè nulla sia specificato riguardo alla costanza della frequenza; questa è stata ugualmente studiata. Con 10 misure indipendenti abbiamo contato il numero delle volte nelle quali la tensione passava per zero nel corso di minuti, e gli scarti di frequenza trovati non erano superiori allo 0,02% della frequenza media.

4. - LO STADIO DI USCITA

Lo schema dello stadio di uscita e dello stadio pilota associato è rappresentato in fig. 6.

Lo stadio di uscita contiene due pentodi (T_{17} e T_{18}) montati in controfase a uscita diretta. In comune coi circuiti simmetrici ordinari, questo schema elimina la formazione di armoniche pari, ma presenta inoltre il vantaggio che la corrente continua non attraversa il carico, il che rende inutile un trasformatore di uscita. I pentodi di uscita sono del tipo EL86, particolarmente studiati per le esigenze dei circuiti simmetrici a uscita diretta (corrente anodica forte per una tensione anodica relativamente bassa). Questi tubi fanno nascere nella corrente di uscita una distorsione di qualche % soltanto, cioè di un ordine di grandezza minore della distorsione causata dal carico non lineare stesso.

La resistenza interna dello stadio di uscita è di circa 1000 Ω. Come si è indicato al principio di questo articolo, l'esigenza del massimo di distorsione ammissibile nella tensione di uscita porta alla conclusione che la resistenza interna non deve superare 0,6Ω circa. Una funzione del circuito, che pilota lo stadio di uscita, è dunque quella di assicurare che il guadagno del circuito sia di qualche migliaio di volte. È per questo che il circuito di entrata è formato da due stadi. La funzione principale del circuito di entrata è di agire come sistema di regolazione, cioè di comandare lo stadio di uscita in modo tale che una parte variabile kU_0 della tensione di uscita sia mantenuta uguale alla tensione di riferimento V_{rif} di 10 V; la differenza $kU_0 - V_{rif}$ viene amplificata e utilizzata per comandare lo stadio di uscita.

La frazione k può essere regolata fra 1/6 e 1/4 mediante l'uso di un potenziometro P, in modo che U_0 può variare progressivamente da 60 a 40 V.

Un'importante questione è la *distorsione nel circuito di ingresso*. Particolarmente favorevoli da questo punto di vista sono gli *amplificatori di differenza* (2), cioè gli amplificatori simmetrici aventi una forte resistenza nel conduttore comune di catodo.

La riduzione della distorsione rende particolarmente severe le esigenze imposte al primo stadio del circuito di entrata. Questo stadio riceve alla sua entrata una tensione « in fase » di 10 V; la tensione in « antifase » è la molto più piccola differenza $kU_0 - V_{rif}$. Per mantenere la distorsione al minimo malgrado questa tensione in fase relativamente alta, è necessario limitare le variazioni di corrente che la tensione in fase provoca nei tubi. È questo precisamente il compito di un buon amplificatore differenziale, si spiega quindi perchè il primo stadio è un

amplificatore di differenza studiato con la massima cura, possedente ad un tempo un alto fattore di reiezione e un alto fattore di discriminazione.
Per limitare la distorsione di questo stadio allo 0,01 %, il fattore di reiezione deve essere dell'ordine di 10^4. Ciò deriva da un calcolo analogo a quello che è già stato dato precedentemente sotto il titolo « Distorsione introdotta dagli stadi a carico catodico ».
Il primo stadio è così formato dai cascode T_9, T_{11} e T_{10}, T_{12} disposti in controfase; la connessione comune di catodo comprende l'altissima resistenza differenziale del cascode T_{13}, T_{14} (3). Il secondo stadio è un semplice amplificatore differenziale formato da un doppio triodo T_{15} e T_{16} in circuito simmetrico con una resistenza ordinaria nelle connessione comune di catodo. Una polarizzazione diseguale dei tubi montati in controfase aumenterebbe notevolmente la distorsione. Questa polarizzazione è mantenuta uguale dalla tensione comune di controreazione.
Il guadagno totale dei tre stadi è di circa 12 000. Il guadagno del circuito è ridotto secondo un fattore variabile da 6 a 4 (rapporto del potenziometrò), cioè diventa 2000 o 3000. Ciò è sufficiente per ridurre la resistenza interna dello stadio di uscita al basso valore richiesto.

Fig. 8 - Oscillogramma ottenuto con un « microscopio di tensione » (4), indicante le creste della tensione di uscita (ampiezza circa 70 V). L'altezza di ciascun quadrato corrisponde a circa 14 mV. (Si dovrebbe cioè immaginare che la linea zero dell'onda sinoidale fosse circa a 35 m al di sotto delle creste!) Le fluttuazioni massime di ampiezza sono di circa 15 mV (0,02 %). La larghezza dello oscillogramma corrisponde approssimativamente a 1 secondo.

5. - RISULTATI

Il contenuto seguente di armoniche è stato misurato nella tensione di uscita con un carico formato da una resistenza di 1000 Ω;
2a armonica $2 \times 10^{-5} U_0$
3a armonica $3,5 \times 10^{-5} U_0$
4a armonica $3,3 \times 10^{-5} U_0$
5a armonica $0,56 \times 10^{-5} U_0$.
Misure sono state pure eseguite con carico non lineare. Si è usato a questo scopo il circuito di fig. 7a, con diversi valori di R. La corrente attraverso il diodo nel ramo in parallelo a R unicamente durante la frazione di periodo, durante la quale il valore istantaneo della tensione alternativa è più alta della tensione ai capi del condensatore montato in questo ramo. La corrente diodica ha in conseguenza più o meno la forma di impulsi (fig. 7b) e la corrente totale ha quella di una sinussoide sormontata da una cresta (fig. 7c). La distorsione in questa corrente è stata misurata analizzando la tensione ai capi della resistenza in serie di 10 Ω (fig. 7a).
Per ciascuna armonica superiore, la resistenza interna R_i può essere determinata dividendo la tensione componente per la corrente componente corrispondente. Dalla seconda alla quinta armonica, i risultati, secondo le medie delle misure rilevate coi tre valori di R, sono variate fra 0,46 e 0,66 Ω.
Il limite inferiore di distorsione nella tensione di uscita è principalmente determinato dalla distorsione sempre presente nella tensione di riferimento (v. qui sopra); il valore trovato è di 3×10^{-6}. L'ampiezza relativa e le variazioni di frequenza della tensione di uscita sono identiche a quelle della tensione di riferimento.
L'oscillogramma della fig. 6 mostra le punte della tensione di uscita registrate durante circa 1 secondo (4). L'ampiezza della tensione è di circa 70 V. La fluttuazione è risultata approssimativamente di 15 mV, cioè 0,02 %, il che è molto inferiore al limite imposto dello 0,1 %.

6. - CONCLUSIONI

Per misure su amplificatori magnetici si aveva bisogno di un oscillatore ,che potesse fornire 2 W, con 50 V a 80 Hz. Un'esigenza particolare era che la tensione sotto un carico fortemente non lineare non dovesse presentare una distorsione superiore allo 0,01 % e non variasse in ampiezza più dello 0,1 %. Questa esigenza condusse a mantenere la resistenza interna estremamente bassa (non più di 0,6Ω circa).
Nella soluzione adottata, si è stabilita una separazione tra una parte oscillatrice e uno stadio di uscita comportante un sistema di regolazione. La parte oscillatrice (oscillatore di riferimento fornisce la tensione di 10 V a 80 Hz, quasi perfettamente sinoidale e costante, che serve da tensione di riferimento per il sistema di regolazione. L'oscillatore di riferimento comincia dalla generazione di una tensione rettangolare molto costante di 80 Hz, le cui armoniche superiori vengono eliminate dalla contro reazione, passando attraverso filtri RC a doppio T, che lasciano passare le armoniche superiori, ma bloccano la componente fondamentale. Il risultato è una tensione di riferimento comportante una distorsione minore dello 0,003 % e una fluttuazione minore dello 0,02 %.
Il sistema di regolazione dello stadio di uscita confronta una frazione regolabile (1/6 ÷ 1/4) della tensione di uscita con la tensione di riferimento ed alimenta lo stadio di uscita (due pentodi EL86 montati in controfase a uscita diretta). Il guadagno del circuito è così alto che la resistenza interna dello stadio di uscita può essere ridotta al basso valore richiesto di 0,6 Ω. Si sono adottate misure per ridurre al minimo la distorsione negli stadi amplificatori del sistema di regolazione. (*A. Turrini*)

(1) V., per es., I. Rodriguez de Miranda, *Amplificatori di bassa frequenza alimentanti direttamente un altoparlante*, Rev. techn. Philips 19, 1-11, 1957-58.
(2) V. G. Klein e I. Zaalberg van Zelst, *Considerazioni generali sugli amplificatori differenziali*, Revue techn. Philips 22, 330-390, 1960-61.
(3) Questo circuito è una combinazione dei circuiti rappresentati in fig. 6 e 9 dell'articolo di G. Klein e I. I. Zaalberg van Zelst, *Circuiti per amplificatori differenziali II.* Rev. techn. Philips 23, 131-140, 1961-62.
(4) G. Klein e I. I. Zaalberg van Zelst, Rev. techn. Philips 23, 77-87, 1961-62.

La Società Generale Semiconduttori lancia il « Total Planar »

La SGS annuncia di essere ora in grado di fornire semiconduttori planari al silicio per ogni tipo di apparecchiature elettroniche.
Sotto la definizione generale di « Total Planar » sono in produzione e stanno per essere lanciate sul mercato quattro serie complete di transistori, diodi e prodotti speciali destinati alle applicazioni nei campi dell'elettronica militare, professionale, industriale e civile; per i primi tre settori sono disponibili anche numerosi tipi di microcircuiti integrati.
Facendo questo annuncio, l'Ing. Renato Bonifacio, Amministratore Delegato e Direttore Generale del gruppo SGS-Fairchild, ha dichiarato: « Solo l'eccezionale abilità produttiva delle Società del gruppo SGS-Fairchild, fondata sulla loro esperienza, unica in Europa, del Processo Planare, poteva rendere possibile il lancio del « Total Planar ». Il Processo Planare della Fairchild assicura alte rese e produzione in grande serie di semiconduttori di elevato affidamento. Noi abbiamo raffinato questo processo al punto da poter produrre senza difficoltà dispositivi rispondenti ad ogni esigenza applicativa, in ogni campo e per ogni gamma di prestazioni.
Il Processo Planare ha fatto della Fairchild e della SGS-Fairchild i maggiori produttori mondiali di semiconduttori al silicio. Il « Total Planar » trasferisce i vantaggi derivanti da questo processo all'industria elettronica nel suo insieme. Grazie ad esso, dispositivi ad alto affidamento divengono ora accessibili anche all'industria elettronica produttrice di beni di consumo; grazie ad esso, il lavoro del progettista di ogni genere di apparecchiature diventa più facile; grazie ad esso, dispositivi con garanzia dei parametri richiesti sono ora prontamente disponibili a tutti i settori dell'industria ».
L'Ing. Corrado Innocenti, Direttore Commerciale Internazionale, ha aggiunto: « Per la SGS « Total Planar » significa che stiamo entrando in numerosi nuovi mercati dovunque in Europa, e che lo stiamo facendo con le capacità e l'intenzione di sviluppare larghi e profittevoli affari in ogni settore. Per l'industria elettronica, « Total Planar » significa che i progettisti hanno a loro disposizione semiconduttori planari al silicio costruiti secondo le loro specifiche esigenze tecniche ed economiche. I progettisti fruiscono ora in altri termini della praticità di una gamma di dispositivi costruiti su misura ».

Le quattro serie di semiconduttori raccolte sotto il nome di « Total Planar » sono state infatti progettate in vista delle specifiche esigenze dell'elettronica militare, professionale, industriale e civile.
La serie Militare comprende più di 200 transistori e diodi, costruiti in rigorosa conformità alle specifiche militari generali o particolari; essa raggruppa inoltre più di 30 microcircuiti integrati, che vanno dalla famiglia degli Elementi Micro-

La Compagnia MARCONI ha introdotto un nuovo modello di telecamera, il Mark V, che contiene molte migliorie rispetto ai modelli precedenti.

logici Epitassiali ed Epitassiali « Milliwatt », ai Micrologici a diodi, transistori e transistori-transitori, agli amplificatori integrati DC e differenziali.
La serie Professionale comprende transistori NPN a immagazzinamento controllato, ad alta tensione e media potenza, PNP complementari, RF/IF e duali; diodi, fra cui tipi ultravelocit operanti al livello dei picosecondi; circuiti integrati monolitici.
Tutti i tipi professionali sono costruiti secondo le specifiche registrate Pro-Electron e sono coperti dal programma SURE (Semiconductor Users Reliability Evaluation), uno speciale programma della SGS che garantisce il grado di affidamento.
La serie Industriale offre una larga scelta di transistori, diodi e microcircuiti d'impiego generale, costruiti secondo i rigidi controlli dell'affidamento e delle prestazioni elettriche comuni a tutte le linee di produzione della SGS-Fairchild. Questa serie permette ai progettisti di servirsi dell'affidamento proprio del silicio là dove ragioni di costo imponevano prima l'impiego di dispositivi al germanio.
La serie Civile, che comprende dispositivi di produzione interamente nuova, è stata progettata per soddisfare le esigenze particolari, sia tecniche sia economiche, delle industrie del settore radio-TV e di quelle affini. Vengono largamente usati contenitori in plastica; i 28 tipi di base comprendono, ad esempio, amplificatori RF-CAG, amplificatori video pilota e finali, sintonizzatori UHF e VHF, miscelatori e oscillatori ad alta frequenza.
Per ognuna delle quattro serie la SGS ha preparato un Selettore Planare, che descrive le caratteristiche più importanti di ogni tipo, e quindi aiuta il progettista elettronico a scegliere rapidamente quei dispositivi che meglio corrispondono ai suoi problemi particolari. Nel determinare l'articolazione delle quattro serie che costituiscono il « Total Planar », si è fatto tesoro dell'esperienza accumulata durante più di sei anni dalla SGS-Fairchild, nella produzione, nelle applicazioni e nella vendita di semiconduttori planari. Questa ricca esperienza permette alla Società di risolvere il difficile problema consistente nel produrre quattro serie complete di dispositivi che corrispondano esattamente alle esigenze di quattro mercati diversi.
In definitiva si può affermare che il Processo Planare al silicio, che ha permesso di produrre i primi microcircuiti integrati che abbiano trovato pratica applicazione, e i soli che abbiano superato prove di vita di più di 50 milioni di ore/unità senza alcun cedimento, è stato posto ora a disposizione di tutti gli utenti.

(s.g.s.)

Nel Kent è stata costruita una nuova antenna alta 50 metri, destinata agli scambi televisivi tra Inghilterra e Continente.

Licenza per la costruzione e la vendita di pannelli direttivi UHF in Gran Bretagna

La Rohde & Schwarz di Monaco ha concesso alla Racal Electronics Ltd. una licenza relativa ai pannelli direttivi UHF e relativi ripartitori per antenne trasmittenti TV. Il contratto assicura alla licenziataria, che fra l'altro possiede stabilimenti in Australia e Canadà, i diritti esclusivi per la costruzione e la vendita in Gran Bretagna, sia di pannelli direttivi di tipo usuale, che possono essere impiegati in una banda della gamma UHF, sia di una esecuzione a larga banda di nuovo sviluppo, che prevede, secondo nuovi principi, l'impiego di materie plastiche.
I pannelli direttivi in « materia plastica » sono adatti per potenze sino a 800 W ed il loro campo di frequenza ricopre ambedue le bande della gamma UHF. Ciò comporta ad esempio un notevole risparmio per quanto riguarda il cavo di connessione all'antenna. I pannelli pesano solamente dal 35 al 50% dell'esecuzione usuale e sono meno costosi nella fabbricazione. Essi sono costituiti da singole unità che vengono assiemate per formare antenne trasmittenti aventi caratteristiche direttive a seconda delle esigenze.
Come comunicato dalla Ditta inglese, la Società di Radiodiffusione BBC ha già impartito ordinazioni per 3 impianti d'antenna, costituiti da pannelli direttivi UHF costruiti su licenza.
In Italia gli impianti d'antenna trasmittenti TV nella gamma UHF, costituiti da pannelli direttivi « in materia plastica » vengono costruiti per la RAI dalla Rohde & Schwarz Italiana nel suo stabilimento in Baranzate di Bollate.

(o.r.)

Primo impianto ricevente per satelliti metereologici in servizio pubblico nella Repubblica Federale Tedesca

La Rohde & Schwarz di Monaco ha ricevuto dal Servizio Metereologico Germanico un ordine per un impianto ricevente VHF per le trasmissioni di immagini da satelliti metereologici. Mediante questo impianto, che verrà messo in esercizio a Offenbach nel corrente anno, si può osservare la struttura delle nubi, rilevata dai satelliti metereologici in una vasta zona. Esso consente, inoltre, la valutazione, senza alcun ritardo, dei dati per la valutazione della situazione metereologica.
Il nuovo impianto ricevente sarà il primo in servizio pubblico nella Repubblica Federale Tedesca.
È stato dotato di una antenna pilotata mediante zone perforate e cioè del tipo di antenna più moderno del genere. *(o.r.)*

È entrata in funzione la nuova antenna della stazione di controllo per satelliti di Goonhilly, in Cornovaglia, recentemente attrezzata per operare in connessione con il satellite « Early Bird ».

Una delle sale di controllo della stazione di Goonhilly destinata al tracking del satellite « Early Bird ».

Nuovo stabilimento della Società Generale Semiconduttori in Francia

La SGS costruirà uno stabilimento per la produzione dei suoi semiconduttori planari al silicio in Francia.
L'annuncio è stato fatto dall'Ing. Renato Bonifacio, Amministratore Delegato e Direttore Generale del gruppo SGS.
La località scelta per lo stabilimento francese della SGS è Rennes in Bretagna: si tratta di una città che il governo francese intende sviluppare rapidamente, è sita in uno dei centri vitali dell'industria elettronica francese ed è dotata di importanti istituti universitari per l'insegnamento tecnico e scientifico.
Lo stabilimento sarà completato entro il 1965 e la produzione su larga scala inizierà nella primavera del 1966. Già alla fine del 1966, più del 60% dei prodotti SGS-Fairchild venduti in Francia saranno prodotti nello stabilimento francese, e alla fine del 1967 questa percentuale salirà all'80%.
Il nuovo stabilimento produrrà, all'inizio, transistori a piccola geometria e cir-

cuiti integrati micrologici; esso sarà dotato di un completo impianto per la diffusione planare, probabilmente il più avanzato oggi esistente in Europa.
Fin dall'inizio tutto il personale dello stabilimento sarà formato da dirigenti, tecnici e maestranze francesi. A questo scopo, un programma di formazione del personale avrà immediatamente inizio ad Agrate, presso lo stabilimento principale della Società.
Un primo gruppo di una trentina di operaie è atteso per le prossime settimane. (*s.g.s.*)

Catena radar per il traffico fluviale sull'Ems

Il traffico marittimo del porto di Emdem (Germania Ovest) del mare del Nord si va sviluppando rapidamente ed il Ministero dei Trasporti della Germania occidentale per la sua tutela sta progettando la realizzazione di una nuova catena radar lunga circa 65 km, provvista di radar portuali PHILIPS. Questo nuovo progetto comprende 5 stazioni radar: Borkmriff, Borkum, Emshorn, Knock West, e Wybelsum.
Al centro operazione di Knock West, distante circa 14 km da Emden, tutte le informazioni appaiono su 10 schermi radar; di qui, gli operatori via radio tengono informati i piloti dei movimenti nell'Estuario dell'Ems. Le stazioni radar automatiche vengono messe in funzione dal Centro di controllo per mezzo di un collegamento radio. Anche la trasmissione di segnali radar al centro operazioni è assicurata da un'apparecchiatura automatica.
Il progetto della catena radar dell'Ems sarà realizzato in due tempi, il primo stadio dovrebbe essere completato fra qualche mese. Questo nuovo ordine deve essere considerato il risultato di un riuscito esperimento che il Ministero dei Trasporti della Germania occidentale ha effettuato con una catena radar destinata a controllare la navigazione marittima fra Bremen e Amburgo. A questo scopo vennero messe in servizio quattro stazioni radar lungo il fiume Weser e sei lungo l'Elba dotate di apparecchiature radar e radio PHILIPS (T/344).

Il nuovo Presidente dell'ANIE

Giovedì 8 Luglio, l'Assemblea dell'ANIE - Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche ed Elettroniche - ha proceduto a Milano, presso la sede sociale, alla nomina del nuovo presidente dell'Associazione, incarico rimasto vacante a seguito della recente scomparsa di Piero Anfossi.
È risultato eletto all'unanimità il gr. uff. ing. Luigi Baggiani, consigliere e direttore generale della FATME di Roma. L'Assemblea ha inoltre nominato vicepresidente in sostituzione dell'ing. Baggiani, l'ing. Renato de Leonardis, amministratore delegato dell'Ansaldo di Genova.
Al nuovo Presidente, ing. Baggiani, e al neo eletto vice presidente, ing. de Leonardis, la direzione de "l'antenna" ed i suoi collaboratori desiderano esprimere le più vive congratulazioni mentre formulano, alla nuova direzione, i migliori auguri per un proficuo lavoro.

Una ricerca sugli effetti delle radiazioni dello spazio sui microcircuiti a semiconduttori

L'Istituto Battelle ha in corso di studio gli effetti delle radiazioni dello spazio sui microcircuiti a semiconduttori. Il programma di ricerca, della durata di un anno, è finanziato dalla « National Aeronautics and Space Administration' Goddard Space Flight Center », Greenbelt, Maryland, riguarda lo studio di diversi tipi di microcircuiti elettronici forniti dall'industria.
Circa 200 circuiti prodotti con diversi metodi di fabbricazione verranno esaminati in seno ad una radiazione elettronica prodotta da un acceleratore di elettroni Van de Graaf. L'acceleratore invia un fascio di elettroni sui dispositivi a semiconduttori, ciò simula l'ambiente incontrato nella fascia esterna di radiazioni di Van Allen. Circuiti di comando e del tipo Flip-Flop in transistori piatti o modificati formeranno l'oggetto delle ricerche.
I ricercatori dell'Istituto Battelle procederanno alla misura dei parametri scelti, nei microcircuiti, prima, durante e dopo irradiazione, allo scopo di determinare gli effetti di un ambiente di radiazioni di elettroni sugli apparecchi.
Si spera che questo studio fornirà informazioni utili per l'impiego nello spazio dei microcircuiti attuali, nonché per la concezione e la fabbricazione di tipi nuovi.

Ventimila messaggi orari smistati da un centro elettronico fornito di due elaboratori

Un contratto per l'impianto di un Centro elettronico di smistamento delle informazioni ad alta velocità, è stato perfezionato tra l'Univac e la sede svizzera della Compagnia aerea TWA. L'impianto è destinato a servire l'intera rete di comunicazioni della Compagnia stessa nella area Europa-Medio Oriente. Il Centro è costituito da due elaboratori Univac 418 « Real-Time ».
Primo in Svizzera e tra i primi nell'intera Europa, l'impianto consentirà la trasmissione, per tutte le 24 ore della giornata, dei dati concernenti il traffico merci e passeggeri della Compagnia. Inizialmente le esigenze medie della TWA si aggireranno intorno ai 3.000 messaggi orari di 30 parole ciascuno, ma la capacità del Centro elettronico consentirà lo smistamento fino a 15-20.000 messaggi orari. Saranno collegate al Centro di Zurigo più di 40 sedi TWA delle principali città d'Europa e, mediante circuiti radio, del Medio Oriente fino all'India.
Il Centro di Zurigo sarà inoltre collegato, attraverso cavi transatlantici, ad un analogo impianto negli Stati Uniti, permettendo così lo scambio diretto di messaggi tra gli uffici centrali e quelli periferici.
I due elaboratori elettronici Univac 418 « Real-Time » sono dotati di tamburo magnetico per la memorizzazione intermedia dei dati, di unità a nastro magnetico e per le comunicazioni dei dispositivi « multiplexers » che accettano messaggi provenienti da 256 linee telefoniche operanti a velocità diverse ed elaborano 15 messaggi al secondo.
L'Univac 418 « Real-Time », come indica la sua stessa denominazione, è un si-

stema elettronico in grado di eseguire le proprie elaborazioni in « tempo reale », cioè di operare contemporaneamente allo svolgersi di eventi che si susseguono con grande rapidità o che avvengono simultaneamente. Può memorizzare masse ingenti di informazioni, accedere a qualsiasi dato o gruppo di essi ed elaborarlo nel giro di millesimi di secondo, trasmettere e ricevere dati mediante vari mezzi di collegamento con numerose località distanti. E ciò che è più importante, può automaticamente assegnare la priorità a molte differenti operazioni, in modo che i risultati vengano forniti al momento giusto. Infine, va anche ricordato che l'Univac 418 può simultaneamente effettuare diverse operazioni sia in « Real-Time » sia con il metodo sequenziale. (*r.i.*)

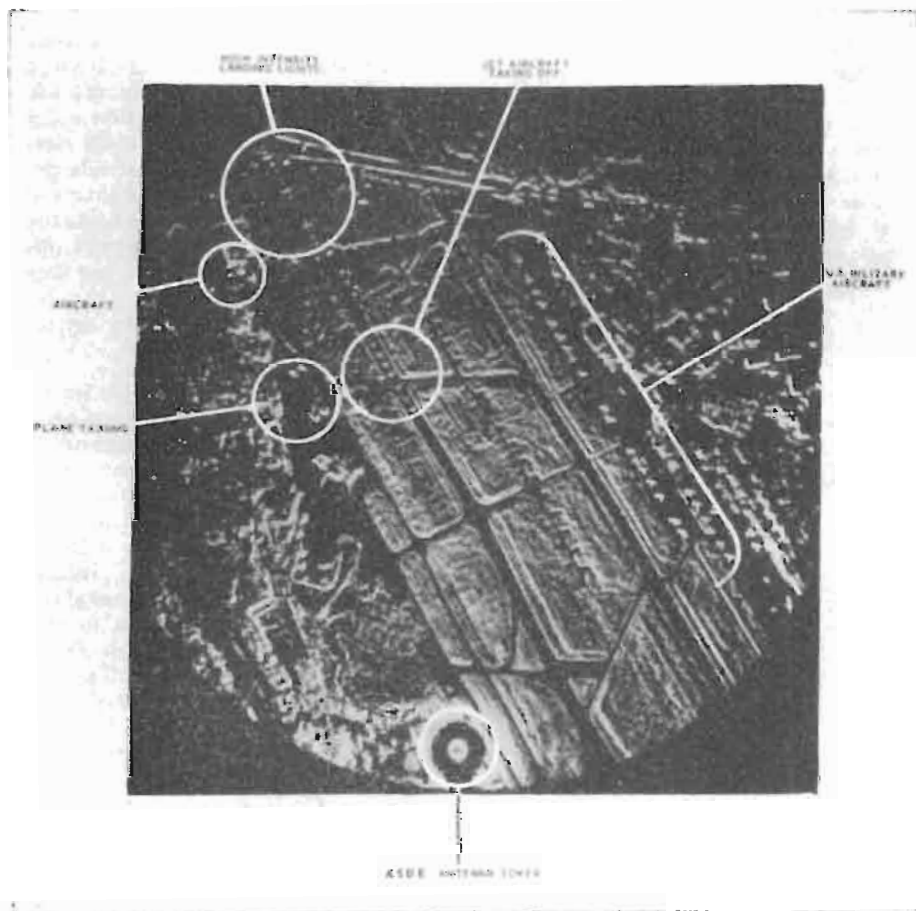
All'aeroporto di Francoforte, il Radar-Terra ASDE-2 rende scorrevole il traffico terrestre e ne accresce la sicurezza

Da più di un anno, i piloti che atterrano all'aeroporto di Francoforte sul Meno in Germania hanno avuto l'aiuto di un nuovo servizio di navigazione, l'unico di questo tipo in Europa. Esso è un radar ASDE-2 (Airport Surface Detection Equipment) per la sorveglianza dell'aeroporto che, 24 ore al giorno in qualsiasi condizione di tempo, fornisce al personale della torre di controllo una eccellente visibilità del traffico a terra. Rende visibili l'aeroporto, tutti gli aerei parcheggiati o lungo le piste di rullaggio, i veicoli di servizio e gli ostacoli esistenti, regolari o irregolari.

I piloti sanno che la torre di controllo a Francoforte ha un controllo totale del traffico di tutte le piste grazie alle informazioni ottenute con l'ASDE. Tra l'altro ne risulta un traffico più scorrevole e veloce sulle piste di atterraggio e di decollaggio.

L'ASDE è il miglior aiuto per il personale addetto al controllo del traffico quanto, per qualsiasi ragione, non è consentita una visibilità completa della torre. In un grande aeroporto come quello di Francoforte, la torre di controllo dista circa 2 km' dal limite della pista di decollaggio ed atterraggio, lunga 4000 m. La minima riduzione delle condizioni di visibilità rende l'ASDE molto utile per determinare quando una pista è libera.

Nelle peggiori condizioni come ad esempio in caso di nebbia, l'ASDE contribuisce non solo a guidare gli aerei sulle piste di rullaggio, atterraggio e decollaggio, ma anche alla sicurezza e ad evitare collisioni. In più, è necessario riconoscere che occorre muovere gli aerei sulla pista anche quando le condizioni di visibilità ostacolano gli atterraggi ed i decolli.

La definizione raggiunta dallo schermo dell'ASDE-2 consente al personale della torre di controllo di avere una visione completa di tutti gli aerei parcheggiati lungo le piste di rullaggio, dei veicoli di servizio e degli ostacoli esistenti.

La Eimac, di San Carlos di California, presenta una serie di condensatori ceramici per alte tensioni e grandi potenze (tra 7,5 e 50 kV fino a 225 A) per grossi trasmettitori RF.

L'ASDE di Farneoforte è stato realizzato dall'Airborne Instruments Laboratory, una divisione della società americana Cutler-Hammer. È stato prodotto per la Bundesanstalt Fur Flugsicherung, l'organizzazione del governo tedesco per il controllo del traffico aereo. (*c.p.s.*)

La televisione a circuito chiuso applicata agli elicotteri

Una nuova applicazione della televisione a circuito chiuso è stata realizzata dalla Rank Audio Visual per gli elicotteri. Il nuovo dispositivo è stato attuato sulla scorta delle esperienze portate a termine con successo per la guida della navigazione marittima, in particolare a bordo di alcune navi di recente costruzione, compresa la più grande petroliera esistente in Inghilterra.
La televisione a circuito chiuso servirà d'ora in poi anche per la guida degli elicotteri. Sarà particolarmente utile ai piloti degli elicotteri pesanti impegnati nei lavori di sollevamento materiali per le costruzioni.
Sinora, le operazioni di carico e scarico di materiali ingombranti, trasportati da elicotteri, hanno sempre rappresentato una difficile manovra per i piloti che dovevano essere guidati a viva voce.
Con il sistema tv a c.c. applicato agli elicotteri, il pilota sarà in grado di vedere esattamente gli spostamenti del carico.
L'applicazione riveste particolare importanza in considerazione degli impieghi sempre più vari cui sono destinati gli elicotteri, sia in campo edile che in quello delle ricerche. (*g.d.r.*)

Novità della Rohde & Schwarz

Il numero 14 (marzo 1965) della rivista « Die Kurzinformation » della Rohde & Schwarz di Monaco è dedicato alla tecnica dell'analisi panoramica nella gamma delle microonde.
Con un articolo sulla misura dell'induttanza, viene introdotto un nuovo sistema di misura.
La rivista dà inoltre informazioni sulla ricezione video in VHF dei satelliti metereologici, sullo sviluppo della rete televisiva in Jugoslavia e sul seminario Africano nella tecnica delle telecomunicazioni.
In un articolo introduttivo della rivista vengono rappresentate le caratteristiche delle reti nelle microonde ed i vantaggi della vobulazione in questa gamma di frequenza. Segue una descrizione dei moduli del posto di misura vobulato tipo ZWC da 1 a 16 GHz, con diversi esempi delle sue applicazioni nelle misure sui bipoli, sugli attenuatori, sui filtri, sulle antenne, sui « radom », sulle superfici assorbenti, nel libero spazio, sui traspositori di frequenza, sugli accoppiatori direttivi a larga banda e sui cavi.
Nei successivi articoli viene rappresentato un nuovo vobulatore con parte ricevente selettiva, il videoscopio tipo SWOF con accessorio di misura per banda laterale TV, e viene descritta la misura dell'impedenza caratteristica dei cavi con il poliscopio. (*o.r.*)

Alberto Albertini

Preamplificatore d'antenna per TV a larga banda*

Dopo aver fatto la loro apparizione sul mercato, tre o quattro anni or sono, i preamplificatori d'antenna hanno conosciuto un successo che non è mai stato smentito. Bisogna pur riconoscere che i miglioramenti di ricezione che permettono di ottenere sono assai interessanti, se non spettacolari, per spiegare un tale successo. Inoltre essi sono poco costosi, facili da installare e di semplice manutenzione. Inoltre resistono bene alle condizioni climatiche più sfavorevoli. Ma sembrava che la tecnica non conoscesse più evoluzioni in questo campo, di ciò ci si ingannava molto, ne è testimone il preamplificatore d'antenna di cui noi tratteremo ora.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

L'originalità di questo preamplificatore consiste nella utilizzazione sistematica di trasformatori aperiodici a ferrite per realizzare gli adattamenti di impedenza. Questa è una semplificazione notevole dei circuiti e lo vedremo appena ne analizzeremo la schema.

Notiamo che in certi amplificatori, per i canali più bassi della banda IV, sono comunemente usati dei circuiti oscillanti classici.

A questa prima semplificazione circuitale se ne aggiunge un'altra: la realizzazione delle «linee» non necessita più di schermaggi come è abitualmente il caso nei «tuner». Ma a dispetto di tutte queste semplificazioni, le caratteristiche elettriche di questo preamplificatore sono paragonabili a quelle ottenute con dei mezzi più classici.

In effetti il costruttore annuncia un guadagno di 16 dB nella III banda e di 10 a 13 dB secondo i canali della banda IV/V. Il tasso d'onde stazionarie è inferiore a 2. Una caratteristica particolarmente interessante è la banda passante che a — 3 dB, ha una ampiezza di almeno 20 MHz.

Grazie a questa larga banda passante, tutte le perturbazioni che potrebbero apportare le variazioni di temperatura o di tensione di alimentazione, le sregolazioni eventuali di circuiti sono compensate.

Ecco dunque una caratteristica molto importante sulla quale bisogna insistere. Per soddisfare alle rigorose condizioni climatiche alle quali sono sottomessi i preamplificatori d'antenna, i circuiti sono stati ricoperti di una vernice di tropicalizzazione e sono protetti da una cassetta isolante e incassabile.

Naturalmente per la realizzazione del circuito di questo preamplificatore, si è fatto uso della tecnica dei circuiti stampati.

Prima di passare alla descrizione notiamo ancora che l'alimentazione è assicurata dal conduttore centrale e dallo schermo del cavo coassiale abitualmente usato. La cassetta dell'alimentazione fornisce 3 mA sotto una tensione di 12 V a partire dalla rete 110, 130 o 220 V.

2. - DESCRIZIONE DEL PREAMPLIFICATORE

Lo schema del preamplificatore è rappresentato in fig. 1. Possiamo notare la semplicità dei circuiti dove un solo transistore è utilizzato. Questo è un AF139, del tipo Mesa, il cui involucro è connesso a massa. I trasformatori (T_1 e T_2) d'adattamento sono avvolti su nuclei di ferrite, come anche la bobina d'arresto RF, L_2.

Come ci si può rendere conto dall'esame dello schema, il transistore è montato in base comune. Attualmente i montaggi in emettitore comune e in base comune si disputano il favore dei costruttori nel campo degli amplificatori RF. Sembra pertanto che il montaggio in base comune sia impiegato più correntemente almeno in ciò che concerne i preamplificatori d'antenna. Il terzo dei montaggi fondamentali (collettore comune) è sistematicamente respinto e questo è comprensibile dato che il guadagno in tensione è inferiore alla unità.

Analizziamo rapidamente i vantaggi e gli inconvenienti dei due montaggi in competizione. L'impedenza di entrata di un transistore montato in base comune è bassa mentre è elevata quando questo è montato in emettitore comune.

(*) Rielaborato da: HERSAIS, M., Preamplificateur d'antenne, *Télévision*, gennaio 1965, pag. 11.

Nei due casi è necessario utilizzare un trasformatore di adattamento all'ingresso.

Essendo l'impedenza d'uscita di una antenna TV di 75 Ω solamente, nella maggior parte dei casi (almeno in Francia) il vantaggio va al montaggio in base comune più facile da adattare. Qui l'adattamento è realizzato dal trasformatore T_1 al quale il segnale è iniettato su di una presa intermedia. Ma l'argomento principale, in favore del montaggio emettitore comune, risiede nel suo guadagno in potenza più alto di quello del suo rivale. In effetti questo apporta dei guadagni in tensione e in corrente inportanti allorchè l'altro ha un guadagno in corrente uguale, al massimo, all'unità. Questo vantaggio che potrebbe sembrare decisivo, è tuttavia legato ad un inconveniente che rende delicata la messa a punto del montaggio in emettitore comune. In effetti, è necessario blindare accuratamente i circuiti e neutralizzare efficacemente, affinchè questo non si trasformi inopinatamente in un oscillatore. Con un montaggio in base comune, questo problema praticamente non esiste e questo grazie all'assenza totale o quasi di reazione entro il collettore e emettitore. Si è dunque in possesso di un montaggio molto stabile dove i rischi di oscillazione sono ridotti pressochè a niente. Non ci sono dunque circuiti di neutralizzazione nel preamplificatore del quale ci occupiamo. La impedenza d'uscita di un montaggio in base comune è abbastanza alta, leggermente più di quella di un montaggio in emettitore comune e per questa ragione è necessario adattarla a quella di entrata dello stadio UHF dell'apparecchio. Questo adattamento è realizzato con il trasformatore T_2 attaccato su una presa intermedia dal segnale che proviene dal collettore. La bobina L_1 permette l'accordo e la resistenza R_4 di 4700 Ω smorza il circuito d'uscita per ottenere la banda passante richiesta.

La polarizzazione della base è fatta con un divisore di tensione R_2 R_3 rispettivamente di 2200 Ω e 12 kΩ. Notiamo ancora i numerosi condensatori di discoppiamento 1500 pF, che passano verso la massa i residui RF e la bobina L_2 necessaria per impedire che il segnale venga miscelato alle tensioni continue.

3. - L'ALIMENTAZIONE

Lo schema dell'alimentazione è rappresentato nella fig. 2. È classico: raddrizzamento di una sola semionda con un diodo SFR150. Il filtraggio è assicurato da una cellula costituita da una resistenza di 47 Ω (1/2 W) e due condensatori di 200 μF d'isolamento 25 V. Un piccolo condensatore ceramico 1500 pF disaccoppia la linea AT, e una bobina L_1, costituita semplicemente da qualche spira su un nucleo di ferrite è utilizzata come arresto per la linea RF.

Il segnale che proviene dal preamplificatore è diretto verso i circuiti del televisore da un condensatore ceramico di 1500 pF.

Abbiamo provato il preamplificatore in una maniera che non ha niente di ortodosso. Disponiamo di un modello previsto per la IV banda canale 22. Data la situazione topografica del centro cittadino, quinto piano di uno stabile in pietra, noi possiamo già ricevere il secondo canale su un'antenna della III banda spingendo la sensibilità al massimo e facendo un compromesso tra la qualità dell'immagine e il volume del suono. Facciamo notare che utilizziamo un'antenna interna.

Dopo aver inserito il preamplificatore tra l'antenna e il televisore, riceviamo le trasmissioni del secondo programma in maniera completamente soddisfacente, sensibilità pressocchè al minimo, contrasto perfetto, suono e immagine convenientemente regolata. Questa non è una utilizzazione corrente dei preamplificatori ed è certo che in tal caso sarà preferibile usare un'antenna per secondo canale. Ma desideravamo fare un'esperienza qualitativa e questa è pienamente riuscita. Prima di terminare, diciamo che l'istallazione e lo smontaggio di questo preamplificatore sono estremamente facili. *A.*

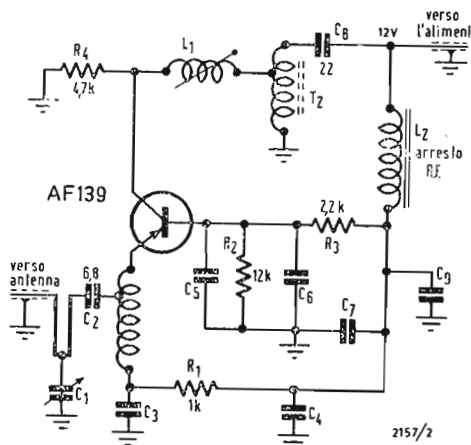
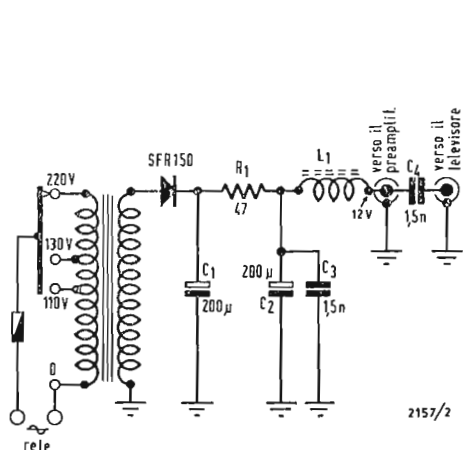



Fig. 1 - Il preamplificatore d'antenna è impostato su di un transistore Mesa, AF139, montato in base comune.

Fig. 2 - Il cavo coassiale che riunisce l'alimentazione al preamplificatore, ha due ruoli: trasmette da una parte i segnali al televisore, e dall'altra parte la tensione di 12 V al preamplificatore.

Cinescopio per ricevitore di TV a colori di nuova concezione*

NELLA TECNICA della televisione a colori attualmente vengono impiegati due tipi diversi di cinescopi, per riconvertire il segnale ricevuto nell'immagine a colori; il cinescopio con maschera ed il cinescopio ad indice. La pratica, tuttavia, dimostra che questi due tipi di tubi non soddisfano a tutte le esigenze.

Questa trattazione descrive la costruzione e il funzionamento di un nuovo tipo di schermo d'immagine, che unitamente a un tubo con raggio elettronico, serve per ottenere un'immagine a colori.

Questa innovazione si basa, principalmente, sull'uso di un effetto di elettroluminescenza.

1. - IL CINESCOPIO CON MASCHERA

Il cinescopio per la televisione a colori, più conosciuto e più usato, è il cinescopio con maschera sviluppato dalla RCA. Lo schermo luminoso di questo tubo è cosparso di un grande numero di punti di materiale fluorescente diversi. Questi punti possono emettere i tre colori fondamentali. I punti (uno per il rosso, uno per il blu, uno per il verde) sono ordinati in un triangolo, che corrisponde ad un punto dell'immagine. Dal momento che ogni punto dell'immagine si compone di tre punti corrispondenti ai colori fondamentali, l'intero schermo di quadro consta di un numero triplo di punti luminosi rispetto a quelli che sono necessari per la definizione del quadro bianco nero.

Così, ad esempio, lo schermo d'immagine di un cinescopio di 53 cm di diametro è ricoperto di circa 1.050.000 punti di materiale luminescente, ovverosia, di circa 350.000 triangoli di colore.

Un simile schermo d'immagine viene attivato da tre sistemi a raggi elettronici, funzionanti ciascuno per suo conto.

Ciascuno dei tre sistemi ha il compito di riprodurre uno dei tre colori fondamentali. Inoltre ci si deve preoccupare che ciascun raggio elettronico, emesso dai tre catodi, possa colpire sempre e soltanto un punto del medesimo materiale luminescente. Ciò viene raggiunto mediante l'adozione di uno schermo forato, la cosiddetta maschera, che viene disposta tra lo schermo d'immagine ed i catodi. La maschera consiste di una lamina d'acciaio, che rivela piccoli fori di dimensione microscopica. Nel caso citato del cinescopio con schermo largo 53 cm la maschera comprende circa 350.000 fori con un diametro che corrisponde circa a quello di un punto di materiale luminescente.

La disposizione dei tre catodi, e quella corrispondente dei triangoli di materiale luminescente, deve essere fissata con altissima precisione.

Inoltre, i fori nella maschera devono trovarsi, con grande precisione, sulla linea che collega il punto colore con il catodo corrispondente.

Da questa descrizione risulta evidente che la prescrizione dei singoli componenti e la costruzione complessiva di questo cinescopio necessitano di un complicato lavoro di precisione. Inoltre, la regolazione delle unità di deflessione comporta difficoltà.

2. - CINESCOPIO AD INDICE, DI PIÙ SEMPLICE COSTRUZIONE MA DI PIÙ COMPLICATO PILOTAGGIO

Il cinescopio ad indice francese ha una costruzione più semplice di quella del cinescopio RCA.

Questo cinescopio a colore lavora senza maschera e viene dotato soltanto di un catodo. Lo schermo è ricoperto con strisce di materiale fluorescente rosso, verde, e blu. Queste strisce sono disposte verticalmente alla direzione di scansione del raggio elettronico. Le strisce sono disposte l'una di seguito all'altra nei tre colori fondamentali e la larghezza di queste strisce è dimensionata in modo tale che le tre strisce di colore fondamentale, disposte l'una vicina all'altra, corrispondano alla grandezza di un punto del quadro.

(*) Rielaborato da NÜTZEL, W., Neuartige Farbfernseh-Bildröhren, *Funkschau*, 17, 1964, pagina 459.

A ciascuna terna di queste strisce fluorescenti segue una striscia di indicazione, che è capace di fornire un impulso ad un dispositivo di regolazione in seguito allo urto degli elettroni. La posizione delle strisce di colore in corrispondenza alle strisce di indicazione è conosciuta; pertanto gli impulsi che vengono ottenuti mediante le strisce di indicazione, indicano quale punto dello schermo di quadro il raggio elettronico va ad eccitare.

Nel dispositivo di guida del cinescopio, in cui viene immesso l'impulso di indicazione, le informazioni colore ricevute vengono sincronizzate con la frequenza di scansione del raggio elettronico.

L'informazione fondamentale della posizione del pannello elettronico, dovuta alla striscia d'indicazione, regola pertanto il ricevitore.

A parte la costruzione complicata, non viene permesso durante l'intero periodo di scansione un funzionamento difettoso.

La ragione di ciò consiste nel fatto che la velocità di scansione del raggio elettronico viene ad essere in accordo con grande precisione con il segnale colore applicato al catodo. Il raggio elettronico alimenterebbe un colore falso, se ciò non si verificasse.

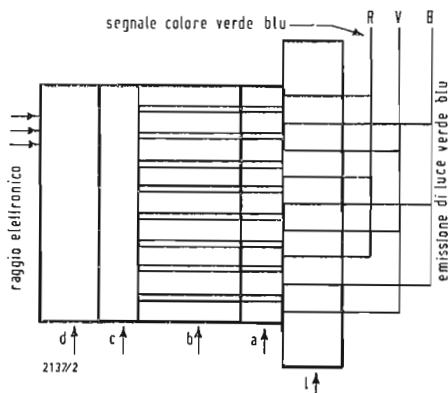



Fig. 1 - Schermo di quadro con tessuto elettrofotoluminescente.

3. - CINESCOPIO A SCHERMO LUMINOSO CON EFFETTO ELETTROLUMINESCENTE

In seguito si descriveranno nuovi cinescopi per la televisione a colore, che si distinguono per la costruzione semplice e per il pilotaggio non critico e che possono soddisfare il presupposto di abbassare il costo del ricevitore a colori.

La descrizione verte essenzialmente sul nuovo schermo quadro e sul suo modo di funzionamento. Il fatto per che la sua regolazione e per il suo funzionamento si usino cinescopi a raggi elettronici di costruzione oggigiorno abituale, non sarà descritto più particolarmente in seguito. Il nuovo schermo luminoso utilizza gli effetti di elettroluminescenza e di fotoelettroluminescenza. Pertanto si discuterà su questi effetti.

Il tessuto elettroluminescente, indicato in seguito con EL, è per lo più un tessuto luminoso composto di solfuro di zinco, che mediante l'aggiunta di ingredienti metallici, i cosiddetti attivatori, può emettere luce in seguito all'eccitazione di un campo elettrico. La scelta dei metalli che servono da attivatori ed il grado di aggiunta di detti metalli determinano il colore della luce emessa. Il tessuto luminescente EL sarà impiegato principalmente per i così detti condensatori di luce. Una piastra di vetro viene cosparsa di uno strato conduttore trasparente, ottenuto mediante il raschiamento di una sottile copertura metallica. A questo strato conduttore usato quale elettrodo segue lo strato di tessuto luminescente, che a sua volta viene ricoperto con uno strato conduttore, che funge da controelettrodo. Qualora i due elettrodi siano collegati con una sorgente di tensione, si crea, nel tessuto luminescente, un campo elettrico che stimola il tessuto di materiale elettroluminescente all'emissione di luce nel suo colore caratteristico.

Oltre a questi tessuti EL sono conosciuti inoltre i cosiddetti tessuti elettrofotoluminescenti denominati brevemente EPL, che sono simili, nella loro composizione, ai tessuti EL e che, per le loro proprietà di eccitazione, possono essere considerati come una combinazione dei tessuti EL e dei tessuti emettitori di luce per fluorescenza.

Per suscitare l'emissione di luce in questi tessuti bisogna sviluppare contemporaneamente su di essi un campo elettrico ed un campo di irradiazione. Un tessuto luminoso EPL non emette luce in contrapposizione ad un tessuto luminescente EL quando esso viene stimolato elettricamente; in contrapposizione con un tessuto emettitore di luce per fluorescenza non emette luce quando viene soltanto irradiato. Soltanto quando questi due modi di eccitazione si sviluppano contemporaneamente, ne può seguire una emissione luminosa.

Per la creazione del campo elettrico nel tessuto luminoso EPL valgono gli stessi principi costruttivi delle menzionate cellule luminose EL.

Per l'irradiazione serve di massima una sorgente luminosa, che emetta luce ultravioletta o blu. Una versione di questo tessuto luminescente viene stimolata non mediante luce, ma da pennelli elettronici. Anche questo tessuto luminescente deve essere stimolato doppiamente, cioè si deve avere oltre al pennello elettronico anche un campo elettrico, per ottenere l'emissione luminosa.

Questi tessuti luminescenti costituiscono la condizione fondamentale per la costruzione di uno schermo luminescente per cinescopi colore.

Questo schermo luminoso lavora all'incirca secondo il seguente principio: un punto del quadro, che si compone di tre tessuti luminescenti cogiacenti, viene stimolato mediante un pennello elettronico; cioè viene soddisfatta soltanto una delle due condizioni per le quali si verifica emissione di luce, senza che pertanto si verifichi emissione luminosa (all'opposto di quello che si verifica con gli abituali cinescopi).

Qualora il secondo stimolo, cioè il campo elettrico, giunga contemporaneamente al pennello elettronico sul tessuto luminescente, questo si illuminerà del colore specifico. Naturalmente si può provocare l'emissione di uno o due o tre colori per un punto del quadro contemporaneamente, a seconda di quali colori fondamentali si compone il colore desiderato.
Più semplicemente ciò significa che il raggio elettronico, prima eccitazione, determina quale punto del quadro si deve illuminare, e che il campo elettrico, seconda eccitazione, determina quale colore fondamentale si deve illuminare in questo punto. Al fine di ottenere ciò si usano tutti i tessuti descritti, il che comporta naturalmente una costruzione differente dello schermo del quadro.

4. - SCHERMO DI QUADRO PER IL COLORE CON TESSUTI EPL

Lo schermo d'immagine è stabilito per la costruzione in un cinescopio a raggio elettronico al posto dell'abituale strato fluorescente e si compone di quattro strati *a b c d* che sono disposti su di una piastra di vetro (vedi fig. 1).
Il primo strato (*a*) si compone di elettrodi trasparenti, che sono disposti in strisce strette l'uno accanto all'altro sulla piastra di vetro.
La prima, la seconda e la terza striscia sono collegate elettricamente, in modo da originare i tre gruppi di elettrodi RVB.
La larghezza ed il numero degli elettrodi a forma di striscia è conforme al desiderato potere di risoluzione. Con uno schermo di 53 cm ad es. sono necessarie all'incirca 2 400 strisce con una larghezza di approssimativamente di 0,6 mm.
Su questo primo strato di elettrodi giacciono strati di tessuto luminoso *b*. Questi strati sono a forma di striscia e sono formati con i tessuti elettrofotoluminescenti in corrispondenza ai colori rosso, verde e blu.
Lo spessore di queste strisce ammonta all'incirca da 10 a 100μ. Lo strato seguente *c* di materiale conduttore trasparente forma il controelettrodo all'elettrodo a (RVB). Lo strato *d* è l'ultimo e si compone di un tessuto luminescente eccitabile o per fluorescenza blu o ultravioletta o mediante scansione elettronica.

Fig. 2 - Sistema fotoconduttore con strati EL.

Lo schermo del quadro comporta pertanto una quantità di cellule elettroluminescenti, a forma di striscia, giacenti l'una accanto all'altra formata dell'elettrodo generale *c* e dai gruppi di controelettrodi RVB. La luce per l'irradiazione di queste cellule compare nello strato fluorescente. Quando il raggio elettronico incide sullo schermo, esso provoca l'emissione di luce nel punto colpito dello strato fluorescente. Il diametro della macchia del pennello elettronico è uguale a tre volte la larghezza della striscia. Con ciò si ottiene che ogni punto del quadro può indicare la fotoelettroluminescenza dei tre colori fondamentali. In questo punto tuttavia non si può avere emissione di luce, se non viene stimolato elettricamente il tessuto luminoso. Mediante le prese elettriche separate *r v b* è possibile per il punto del quadro di suscitare le porzioni di colore fondamentale necessarie, che si mescolano addizionalmente per il corrispondente colore.

Il raggio elettronico viene deflesso nel modo conosciuto, in modo da formare un quadro d'immagine. Pertanto è indifferente se viene eccitata la porzione di colore fondamentale per un punto del quadro contemporaneamente ad un punto vicino, e pertanto il cinescopio è adatto a tutti i sistemi di trasmissione:

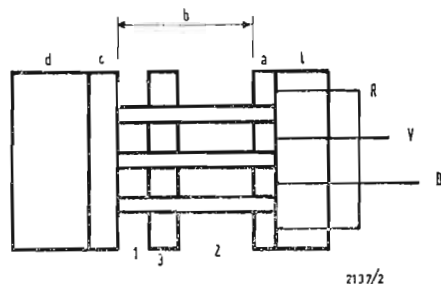
5. - FOTOCONDUTTORE CON TESSUTO LUMINESCENTE EL

Si possono usare combinazioni di strati fotoconduttori con strati EL al posto degli strati fotoelettroluminescenti.

Tali strati constano essenzialmente di solfati al cadmio e diminuiscono mediante irraggiamento la loro resistenza. Mediante una connessione serie di un siffatto strato fotoconduttore con uno strato elettroluminescente, la conduzione di tale strato fotoconduttore in condizione di non irradiamento, è molto piccola, in modo tale che non si può creare un campo elettrico di sufficiente intensità nel tessuto luminescente. Gli strati *a c d* sono uguali a quelli della prima esecuzione, nella quale viene usato lo stesso tessuto luminescente EPL.

Infine lo strato *b* consta di tre strati parziali; lo strato fotoconduttore 1, lo strato elettroluminescente 2 e l'elettrodo intermedio non trasparente 3, che trasmette il campo dal fotoconduttore al tessuto luminescente EL e che impedisce la penetrazione della luce, che compare sul tessuto EL, verso il fotoconduttore. A parte lo strato di tessuto luminescente diverso, questo schermo d'immagine lavora come abbiamo scritto. Il raggio elettronico eccita lo strato fluorescente in un punto e così si ha l'emissione di luce dal punto eccitato.

La fig. 2 mostra la costruzione di un siffatto schema.

Quando lo strato resistente viene d'altra parte irradiato in un punto, esso in quel punto diminuisce la sua resistenza, in modo che l'intensità del campo nel fosforo può raggiungere un tale valore da provocare un'emissione luminosa. (*g.c.b.*)

dott. G. C. Baroni

Un triodo-pentodo per la regolazione automatica di guadagno e amplificatore video

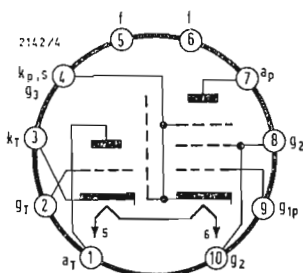



Fig. 1 – Disposizione dei piedini di zoccolo della valvola PCL200.

Il tubo PCL200 è stato sviluppato quale tubo derivato dalla valvola PCL84. Lo scopo è stato quello di migliorare la parte pentodo in modo da semplificare il circuito dell'amplificatore video finale. Conseguentemente si deve ottenere un'amplificazione più alta. La parte triodo del nuovo tubo è variata di poco rispetto a quella del tubo PCL84. Questa parte è di nuovo progettata per essere impiegata quale amplificatore per il controllo automatico di guadagno allo scopo di ottenere la tensione di regolazione.

1. - I VANTAGGI DEL TUBO PCL200

Per un amplificatore finale video si deve poter scegliere una resistenza di carico quanto più possibile piccola, per poter ottenere un'amplificazione nella gamma di frequenza desiderata anche con i più elevati carichi capacitativi del circuito anodico, senza dover ricorrere a costose misure di compensazione. Inoltre deve essere possibile ottenere un segnale d'uscita per lo meno di ampiezza invariata, anche con una resistenza di carico di valore ristretto. Per raggiungere questi scopi si deve aumentare la corrente catodica ammissibile $I_{K\,max}$, la pendenza media S_m, la potenza anodica di consumo ammissibile $N_{a\,max}$ ed inoltre la potenza di consumo della griglia schermo $N_{g2\,max}$. Inoltre deve essere diminuito il valore della resistenza interna R_{iL}. Sotto tutti questi aspetti il tubo PCL 200 presenta dei progressi notevoli rispetto al tipo precedente. Si discuterà qui di seguito i miglioramenti compiuti sull'amplificatore video.

Fig. 2 – Curva caratteristica I_a (U_a) del tubo PCL200 per $U_a = U_{g2} = 200$ V. Sono registrati i limiti dati $N_{ama.} = 6$ W ed $N_{g2max} = 2,5$ W per la corrente anodica e di griglia schermo, come pure la retta per $R_a = 2$ kΩ.

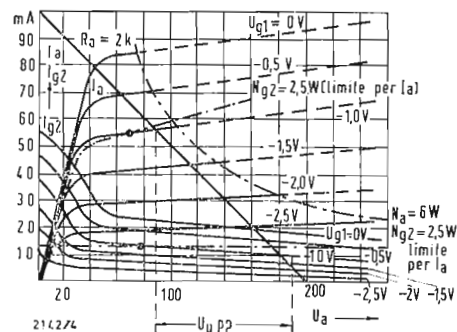
La figura 1 mostra le connessioni allo zoccolo. È da notare, costruttivamente, la forma dell'anodo e la grande lamina di irradiazione situata sopra il disco luminoso superiore. Con questa forma si viene incontro ai requisiti di migliore irradiazione del calore, di basso valore della resistenza interna e di una tollerabile spesa d'impiego. La superficie anodica risulta più estesa rispetto a quella del tubo PCL84 di circa 1,4 volte. Ne risulta un valore di $N_{a\,max}$ = 6 W rispetto al valore di $N_{a\,max}$ = 4 W del tubo PCL84.

La lamina di irradiazione, che è collegata ai due supporti di griglia schermo dallo spessore di 1,3 mm, deve poter irradiare piuttosto bene il calore dissipato della griglia schermo. Lo stesso scopo viene perseguito da un altro accorgimento.

Qualora i due supporti di griglia schermo fossero collegati ad un medesimo piedino dello zoccolo, questo piedino dissiperebbe il calore complessivo. In caso contrario sarebbe necessario un decimo piedino di zoccolo. Questa è la ragione per la quale è stato impiegato uno zoccolo decal invece di uno zoccolo noval in questo tubo. Gli accorgimenti descritti permettono una potenza dissipata di griglia schermo, $N_{g2\,max}$ uguale a 2,5 W rispetto alla $N_{g2\,max}$ = 1,7 W del tubo PCL84. Pertanto il nuovo tubo è progettato in modo tale che la griglia schermo può essere collegata direttamente alla tensione di alimentazione (U_f = 200 fino a 220 V). Inoltre non è necessario un condensatore di griglia.

La griglia pilota del pentodo è foggiata in modo d'avere un'autotensione, allo scopo di ottenere la pendenza necessaria con piccole resistenze di carico. Per evitare da parte della griglia una emissione termica la griglia ad autotensione viene dorata. Si ottiene più del raddoppio della pendenza media della parte pentodo del PCL200, usato quale amplificatore finale video, rispetto a quella del tubo PCL84. La lunghezza della griglia è di 17 mm; sono necessarie per essa soltanto due staffe a tensione. Si ottengono condizioni termiche favorevoli e una densità di corrente catodica non eccessiva. Il diametro del supporto di griglia è di 1,3 mm; esso rende possibile una buona stabilità ed una buona asportazione per conduzione del calore.

Si menziona un'altra differenza del tubo PCL200 rispetto al tubo PCL84, differenza che risulta importante per l'impiego di questa valvola. La superficie catodica effettiva è stata di gran lunga aumentata. In questo modo la corrente catodica massima viene ele-

vata dai 40 mA agli 85 mA della nuova esecuzione.

Poichè la parte pentodo, capace di sopportare un consumo più elevato, necessita di uno spazio maggiore, l'anodo del triodo deve essere eseguito in modo da risparmiare spazio. Con la forma piatta scelta lo smaltimento del calore è così buono, che si può raggiungere una potenza anodica dissipata di 1,7 W. La griglia del triodo è stata eseguita in maniera convenzionale, tuttavia essa reca sul suo supporto una piccola lamina di irradiazione, per impedire emissione termica di griglia con alte potenze anodiche.

2. - L'INFLUENZA DEI MIGLIORAMENTI COSTRUTTIVI NEL CIRCUITO DELL'AMPLIFICATORE FINALE VIDEO

Di consueto l'amplificatore video viene collegato in modo che per il pilotaggio dell'amplificatore video finale sia necessario un segnale con impulso di sincronismo rivolto nella direzione negativa. Ciò significa che venendo meno il segnale la corrente anodica del tubo finale video è maggiore. Il punto di funzionamento del tubo deve essere scelto in modo che i valori estremi del tubo non siano oltrepassati. La resistenza di carico da scegliere per un richiesto segnale d'uscita viene a dipendere dalla corrente anodica I_{ao} in mancanza di pilotaggio, determinante la escursione di corrente anodica. Rispetto a differenti tipi di pentodi video si adatta bene la resistenza di carico, che con pilotaggio della linea caratteristica U_{g1} fino alla tensione d'interdizione dà luogo al segnale d'uscita $U_{out\ ss}$ richiesto; ciò significa che

$$R_{a\ min} = \frac{U_{out\ ss}}{I_{ao}}$$

Rispetto al tubo PCL84 si ha un aumento del 50% delle potenza N_{amax} e $N_{g2\ max}$ con contemporanea elevazione della corrente catodica, che conduce ad un aumento del 50% della corrente anodica I_{ao}. Pertanto è possibile ridurre di un terzo la resistenza di carico esterna a parità di segnale d'uscita.

Un valore più piccolo della resistenza di carico comporta delle condizioni più favorevoli dal punto di vista della gamma di frequenza e delle eventuali misure di compensazione. Specialmente quando, come nel caso del tubo PCL200, l'amplificazione è elevata a causa del valore alto della pendenza media. Pertanto la tensione d'ingresso $U_{in\ ss}$ può essere mantenuta costante; si noti che un aumento della tensione d'ingresso porta ad un aumento delle distorsioni. Inoltre qualora si dovesse aumentare il segnale d'ingresso sarebbe necessario spendere un po' di più nell'amplificatore media frequenza video prima del rivelatore video.

In condizioni limiti di $N_{g2\ max}$ e di $N_{a\ max}$ come pure di $I_{k\ max}$, con tensioni anodiche e di griglia $U_b = U_g = 200$ V si ottiene un valore di $I_{ao\ max} = 40$ mA per $U_{g1} = 1,1$ V con il tubo PCL84 ed un valore di $I_{ao\ max} = 60$ mA per $U_{g1} = -0,9$ V con il tubo PCL200. Pertanto la resistenza di carico minima per un segnale di uscita $U_{out\ ss} = 100$ V è uguale per il tubo PCL84 a:

$$R_{a\ min} = \frac{100\ \text{V}}{40\ \text{mA}} = 2,5\ \text{k}\Omega$$

e per il tubo PCL200 essa è uguale a

$$R_{a\ min} = \frac{100\ \text{V}}{60\ \text{mA}} = 1,66\ \text{k}\Omega$$

Questa considerazione semplificata pone in evidenza le differenze tra i tubi. In pratica valori così bassi di resistenza di carico, conseguenti ad un pilotaggio esteso fino ad $I_a = 0$, non possono essere adottati a motivo della non linearità derivante da un così ampio pilotaggio. Tuttavia valgono per le resistenze accresciute le stesse considerazioni.

Le figure a disposizione mostrano le

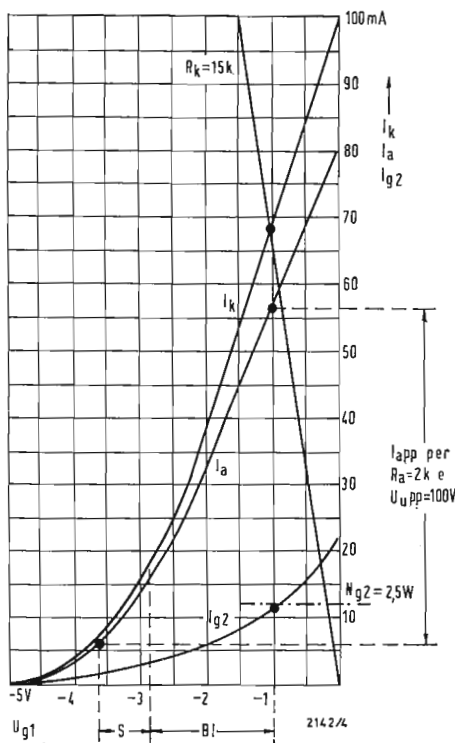



Fig. 3 – Dipendenza delle correnti anodica, catodica e di griglia schermo dalla tensione di griglia in mancanza di pilotaggio per $U_a = U_{g2} = 200$ V e $R_a = 2$ k Ω.

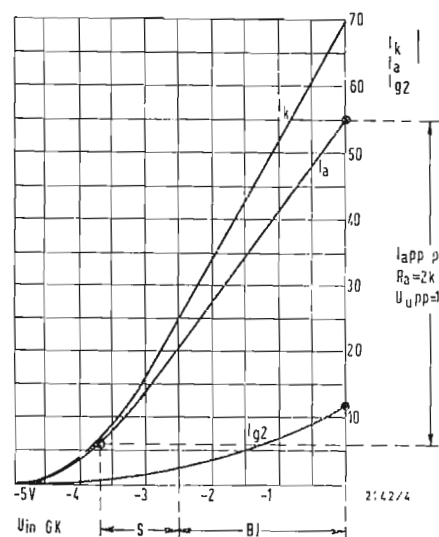



Fig. 4 – Influenza della reazione sull'andamento delle curve caratteristiche della fig. 3 ($R_a = 2$ kΩ, $R_k = 15$ Ω).

linee caratteristiche del nuovo tubo per $U_b = U_{g2} = 200$ V. La resistenza di carico ha il valore di 2 kΩ e la tensione richiesta di segnale d'uscita, $U_{out} = 100$ V. La figura 2 rappresenta le curve caratteristiche nel campo $I_a (U_a)$. Sono disegnati i limiti $N_a = 6$ W ed $N_{g2} = 2{,}5$ W, come pure la retta di carico per $R_a = 2$ kΩ. La figura 3 mostra le curve caratteristiche corrispondenti $I_a (U_{g1})$, $I_{g2} (U_{g1})$ ed $I_k (U_{g1})$. A causa della potenza massima dissipabile in griglia $N_{g2\,max} = 2{,}5$ W si deve scegliere $U_{g10} = -1$ V. (U_{g10} è la tensione di griglia in mancanza di pilotaggio). Ad essa corrisponde la corrente $I_{ao} = 56$ mA ed $I_{g20} = 12$ mA. Questo punto di funzionamento si ottiene con una resistenza di catodo

$$R_k = \frac{1\ \text{V}}{(56 + 12)\ \text{mA}} \approx 15\ \Omega$$

Pertanto la corrente anodica I_{ao} è uguale a 56 mA.
Il picco di corrente necessario I_{ass} si ottiene dalla relazione

$$I_{ass} = \frac{U_{out\ ss}}{R_a} = \frac{100\ \text{V}}{2\ \text{k}\Omega} = 50\ \text{mA}$$

cioè la linea caratteristica $I_a (U_{g1})$ deve essere pilotata fino ad $I_a = 6$ mA. A questa corrente corrisponde una tensione di griglia $U_{g1a} = -3{,}6$ V. Ciò corrisponde ad una tensione d'ingresso $U_{inss} = U_{g10} - U_{g1a} = 2{,}6$ V ed ad una pendenza media

$$S_m = \frac{50\ \text{mA}}{2{,}6\ \text{V}} = 19{,}2\ \text{mA/V}$$

quando la resistenza catodica R_k è shuntata capacitativamente. Ciò non si attua in pratica, cioè la resistenza catodica per lo più è shuntata capacitativamente per le alte frequenze.
Per le basse frequenze si ottiene la reazione in corrente mediante la restenza ohmica R_k. Questa reazione in corrente è desiderata a causa della conseguente linearizzazione della linea caratteristica di pilotaggio. La figura 4 mostra confrontandole con la figura 3 (senza controreazione) l'influenza della reazione sulla linea caratteristica di pilotaggio. Per ottenere un esclusione di corrente $I_{ass} = 50$ mA, è necessaria una tensione d'ingresso di $U_{inss\ GK} = 3{,}5$ V. In corrispondenza si ha una pendenza media con la controreazione di

$$S_{m\ GK} = \frac{50\ \text{mA}}{3{,}5\ \text{V}} = 14{,}3\ \text{mA/V}$$

La curva caratteristica appare in confronto con quella della figura 2 molto più lineare, particolarmente nel campo del contenuto video del segnale (*BI*). Si ottiene una scarsa differenza tra il valore medio della pendenza, S_{mi}, ed il valore massimo della pendenza S_{max}. Il valore massimo di pendenza si ha per $U_{in\ GK} = 0$ ed è di 17,5 mA/V; il valore medio $S_{m\,BI}$, è uguale a 16,2 mA/V. Il rapporto tra le due pendenze è di

$$\frac{S_{m\ BI}}{S_{max}} = \frac{16{,}2}{17{,}5} = 0{,}92$$

L'impulso di sincronismo viceversa viene compresso fortemente mediante questo pilotaggio. Si può leggere dalla figura 4, che la pendenza media S_{mS} è di 9,3 mA/V nel campo dell'impulso di sincronismo (*S*) con reazione. Il rapporto tra S_{mS} ed S_{mGK} da il grado di compressione, nel caso in questione esso è di

$$\frac{S_{mS}}{S_{mGK}} = 9{,}3/14{,}3 = 0{,}65$$

cioè l'impulso di sincronismo viene mediante questo pilotaggio compresso del 35%. Quando si fa in modo, che l'impulso di sincronismo dia un picco di corrente $I_{ass\ S} = 8{,}5$ mA, che corrisponde con una resistenza di carico $R_a = 2$ kΩ ad una tensione d'uscita $U_{outss\ S}$ uguale a 17 V, questa compressione diventa trascurabile.
Con un pilotaggio più piccolo, cioè per $U_{inssGK} < 2{,}5$ V si ottiene una compressione minore.
Il tubo PCL200 si dimostra superiore in amplificazione ed offre il vantaggio di una piccola resistenza esterna $R_a = 2$ kΩ in confronto a quella della PCL84 del valore di 3 kΩ. Inoltre nel campo del contenuto video la linearità è migliore. La compressione dell'impulso di sincronismo è senza significato pratico. Il valore di resistenza diminuito di un terzo influenza favorevolmente il comportamento in fréquenza; si può a causa della frequenza limite più elevata risparmiare un'eventuale spesa di compensazione oppure a parità di spesa si può caricare capacitativamente in modo più forte il tubo video finale. Risulta determinante in ogni caso la costante di tempo anodica $R_a - C_a$. Nel primo caso il valore di questa costante di tempo è di due terzi del valore ottenuto con il tubo PCL84. Nel secondo caso la capacità anodica C_a può essere più grande del 50% rispetto a quella della PCL84. In entrambi i casi si ottiene una semplificazione circuitale. Il secondo caso risulta particolarmente interessante quando si voglia usare una regolazione del contrasto dalla parte dell'anodo, poichè viene introdotta una capacità più alta mediante i conduttori ed il potenziometro del contrasto.
Qualora si voglia impiegare il tubo PCL200 per una quanto più possibile grande amplificazione a motivo della sua pendenza media alta, si farà uso di una resistenza di carico quanto più possibile alta (attenzione a non oltrepassare $N_{g2\ max}$). Il tubo PCL200 presenta ancora il vantaggio di una piccola non linearità con grosse resistenze di carico intorno al valore del bianco. Inoltre la sua resistenza interna è più piccola di quella del tipo PCL84 e contemporaneamente la corrente di griglia schermo è superiore alla corrente anodica con piccoli valori della tensione anodica U_a. *A.*

Harry F. Olson

Il sistema RCA Victor Dynagroove*

(parte prima di due parti)

Ora che delle registrazioni del tipo Dynagroove sono risultate disponibili per qualche tempo, possiamo riesaminare le fondamentali previsioni e confrontarle con i risultati. Il sistema Dynagroove riunisce l'uso di elementi il più possibile perfetti con l'ottimo di incisione per mezzo di opportune compensazioni basate su considerazioni soggettive nei riguardi delle condizioni di riproduzione e di ascolto.

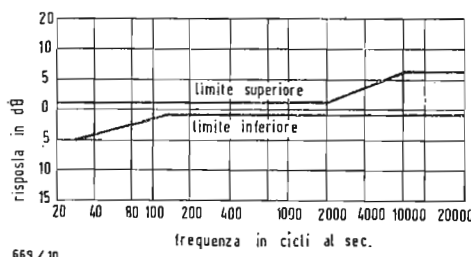



Fig. 1 - Caratteristiche limiti superiori e inferiori per la risposta dei microfoni.

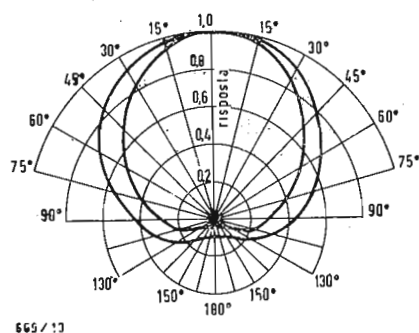



Fig. 2 - Limiti per la direttività dei microfoni.

NEL PROGETTO RCA Victor Dynagroove l'artista, lo scienziato e l'ingegnere hanno lavorato in parallelo (1,2) per produrre il meglio possibile nel campo dell'ascolto civile. Da questa premessa l'obbligo per il processo di riproduzione è quello di richiamare alla mente dell'ascoltatore per prima cosa una esatta percezione, mentre è in casa, di quanto altrove ha già udito e, in secondo luogo, dargli una realistica esperienza musicale con ogni tipo di musica sia che egli abbia già avuto o no la possibilità di procurarsi questa esperienza di persona.

Questa è la cornice delle richieste, ed è questo insieme di condizioni che fissa le particolarità di una registrazione in modo tale da giustificare la sua esistenza. Per esaudire queste richieste sono stati fatti degli studi sulla musica e sulla sua buona riuscita da parte di artisti, suonatori, direttori d'orchestra, ingegneri e scienziati. La collaborazione tra lo scienziato-ingegnere e l'artista è illustrata in fig. 3. L'artista e l'ingegnere-scienziato svilupparono il piano globale, studiarono la disposizione degli strumenti e dei microfoni controllarono la qualità del suono riprodotto nella sala d'ascolto e incisero il nastro principale come è illustrato in (*A*) di fig. 3. Nel passo successivo come risultato di numerose analisi e tests, il gruppo sviluppò l'« Equalizzatore Dinamico di Spettro ». Essi lavorarono insieme per controllare e produrre il nastro secondario come illustrato in (*B*). L'originale in lacca viene inciso partendo dal nastro secondario come è mostrato in (*C*). Durante questo processo viene tenuto sotto osservazione il segnale utilizzato per l'incisione del disco di lacca originale e infine il disco definitivo, prodotto secondo il processo mostrato in (*D*), viene controllato in un tipico locale di soggiorno (*E*). Infine essi collaborarono nel predisporre la zona di audizione e suggerirono il metodo migliore di ascolto.

1. - SORGENTI DEL SUONO E STUDI

Le caratteristiche (3) di uno strumento musicale variano a seconda del modo in cui esso viene suonato. Il tipo di esecuzione e la riuscita di un numero musicale differiscono a seconda che esso venga eseguito con l'intento di inciderlo per riascoltarlo in casa oppure venga eseguito per l'ascolto immediato. In più i locali apprestati per l'incisione differiscono da quelli utilizzati per l'ascolto dal vero.

Quando un artista o un complesso musicale forniscono le loro prestazioni in uno studio e in un locale opportuno a ogni punto di ascolto giungono sia il suono che proviene direttamente dalla sorgente che quello riflesso dalle pareti del locale stesso; quest'ultimo gioca dunque una parte molto importante nel processo di incisione dei suoni. Si sono, dunque, per questi motivi, eseguite delle accurate indagini (4) sul comportamento acustico degli studi. L'obbiettivo principale è stato quello di ottenere le caratteristiche ideali di esaltazione e di smorzamento e una caratteristica di trasferimento piatta per tutte le frequenze. In passato la caratteristica che si pensava desse le informazioni maggiori riguardo l'acustica di un ambiente era la caratteristica di smorzamento. Però ulteriori ricerche hanno mostrato che le caratteristiche di esaltazione sono più importanti. La importanza relativa dei suoni riflessi diminuisce dopo ciascuna riflessione a causa della diminuzione della loro intensità dovuta all'assorbimento da parte dei vari ostacoli e delle pareti. Il ritardo, tra

(*) *Audio*, novembre 1961, pag. 22.

il suono diretto e quello riflesso aumenta con il numero delle riflessioni. Come risultato, dal punto di vista della teoria delle comunicazioni, la prima riflessione porta più informazione delle riflessioni successive e quindi gioca una parte più importante.

La caratteristica di trasferimento da una sorgente di suono ad un punto di ascolto è un altro importante criterio che mostra le anomalie del sistema di riproduzione sonora. L'insieme delle caratteristiche di trasferimento dovrebbe avere un andamento il più piatto possibile e privo di picchi aguzzi e di buchi. Simili accentuate differenze tra le varie frequenze produrrebbero esaltazioni, depressioni o comunque discriminazioni nel suono che deve essere prelevato ed inciso e sono perciò indesiderate.

2. - MICROFONI

Tre sono le caratteristiche più importanti che individuano le prestazioni di un microfono: la risposta in frequenza, il diagramma di direttività e la distorsione non lineare.

La risposta in frequenza di un microfono dovrebbe cadere entro i limiti di ampiezza e frequenza mostrati in fig. 1 in modo da provvedere al prelevamento del suono con trascurabile discriminazione tra le varie frequenze.

Il diagramma di direttività dovrebbe essere costante per quanto riguarda le varie frequenze in modo da evitare differenze tra suoni diretti e riflessi. Se il diagramma per due distinte frequenze è diverso ci sarà una discriminazione anche notevole sia tra i suoni diretti sia tra quelli riflessi che arrivano da punti non posti sull'asse di massima direttività. Per questo motivo il diagramma di direttività di un microfono deve cadere entro i limiti di ampiezza ed angolo mostrati in fig. 2.

La distorsione non lineare in un microfono dovrebbe essere minore dello 0,1 % per un livello di 120 dB nel campo di frequenza tra 30 e 15.000 Hz. La posizione dei microfoni rispetto alle

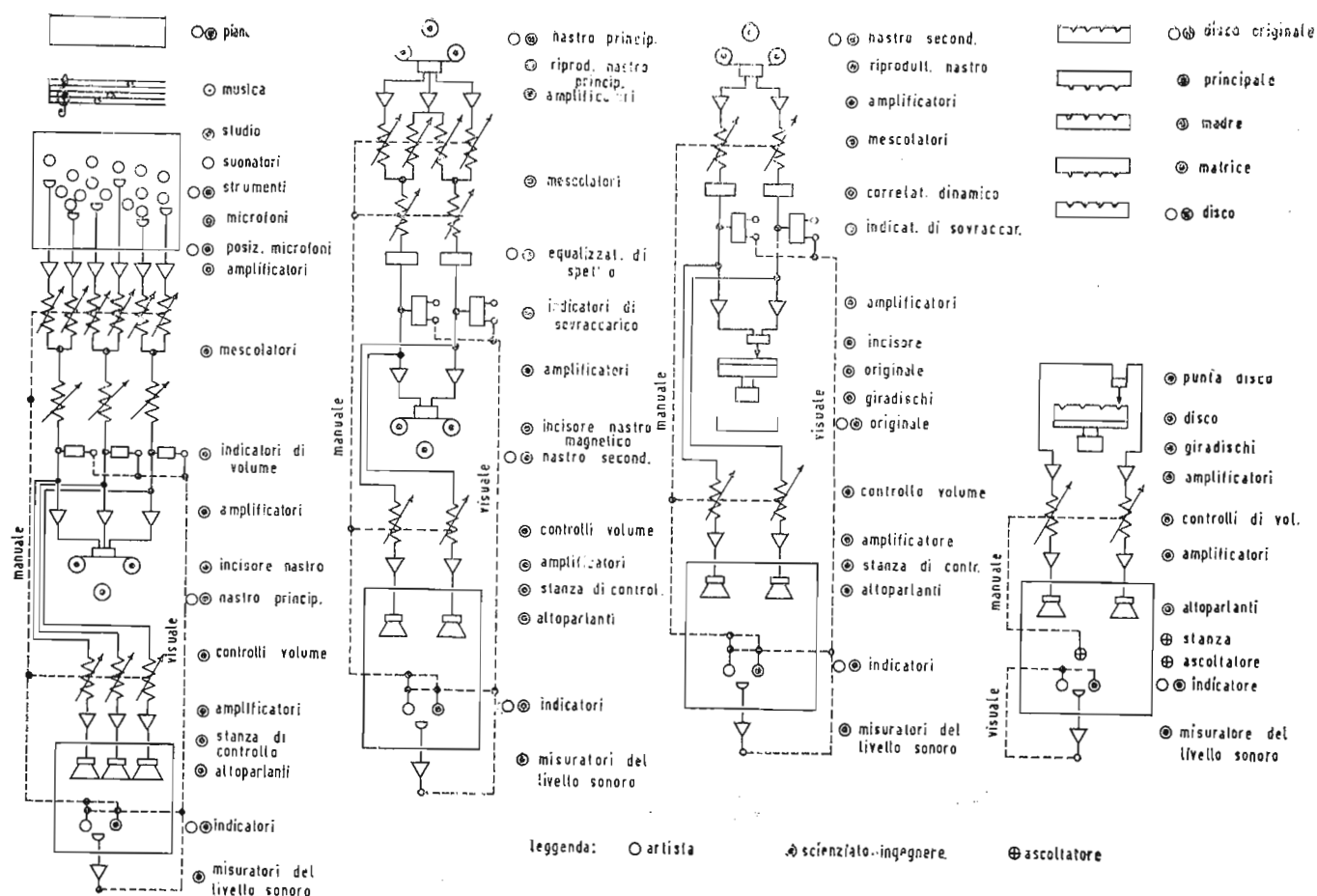



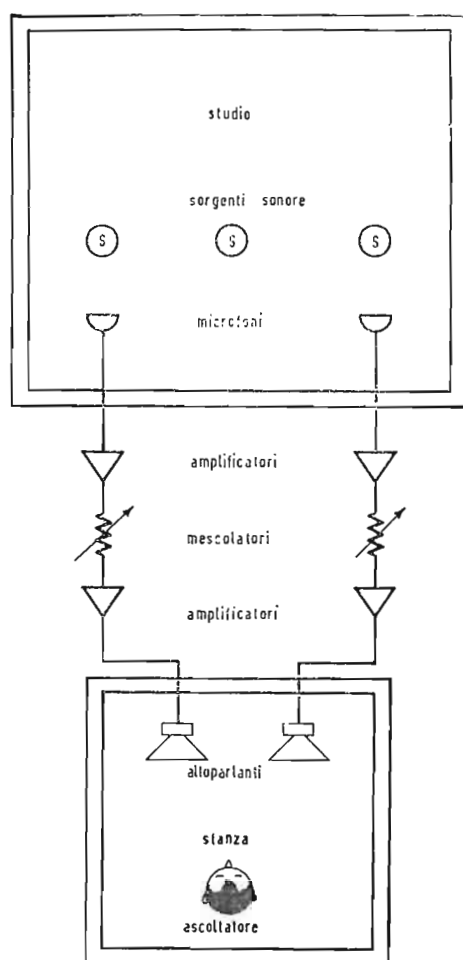
Fig. 3 - Il sistema Dynagroove: *a*) complesso per incidere il nastro principale; *b*) complesso per incidere il nastro secondario; *c*) complesso per incidere il disco in lacca originale; *d*) processo per la produzione del disco partendo dall'originale; *e*) complesso per la riproduzione del disco in casa.

669/10

Fig. 4 - Complesso per la riproduzione stereofonica del suono usato nei tests soggettivi per la determinazione della posizione dei microfoni rispetto alla sorgente sonora.

sorgenti del suono gioca un ruolo importantissimo negli aspetti soggettivi del suono riprodotto in un comune locale di ascolto. Un sistema costituito da uno studio e da un locale d'ascolto è mostrato in fig. 4. Le sorgenti del suono e la posizione del microfono nello studio sono studiate in base a dei tests di ascolto in una camera di soggiorno tipica.

Gli elementi fondamentali nella riproduzione stereofonica del suono, come indicato dall'esperimento illustrato in fig. 4, sono elencati, non in ordine di importanza, qui di seguito: allocazione delle sorgenti sonore, separazione ed identificazione delle qualità del tono e acustica del locale. Queste tre voci costituiscono gli elementi che individuano il punto di vista dell'ascoltatore.

I tests soggettivi sono stati fatti per mezzo del sistema indicato in fig. 4 per stabilire la posizione della sorgente sonora, la separazione e l'identificazione delle qualità del suono, l'acustica e la riverberazione della stanza in relazione alla allocazione dei microfoni e della sorgente sonora. È al di là degli scopi del presente articolo riportare una dettagliata descrizione degli aspetti soggettivi delle prove fatte, descrizioni che del resto sono ampiamente riportate altrove (6, 7).

3. - APPARATI

Il progetto degli amplificatori da usare tra il microfono e i mescolatori può apparire così elementare da meritare poca attenzione, però si è trovato che molti amplificatori in questa parte della catena risultano sovraccaricati particolarmente per livelli sonori dell'ordine di 120 dB che si possono presentare nel caso di prelievo da vicino del suono di certi strumenti musicali. In accordo con ciò sono stati progettati e impiegati nel metodo di incisione « Dynagroove » degli amplificatori per microfoni a bassa distorsione.

Un nuovo tipo di « console » (8) è stata progettata per facilitare al massimo la incisione del nastro principale; degli speciali indicatori dei picchi di volume durante la registrazione assicurano che il nastro non sia sovraccaricato.

In un registratore a nastro magnetico l'elemento che determina il sovraccarico del sistema dovrebbe essere il nastro magnetico stesso. Sono state esaminate le caratteristiche di trasferimento dell'amplificatore, delle testine di registrazione e del nastro. I rilevamenti mostrano che in alcuni apparati gli amplificatori che pilotavano le testine, per quello che riguarda la potenza di uscita senza eccessive distorsioni, erano nei pressi dell'inizio del sovraccarico del nastro magnetico. In questi casi furono prese delle misure correttive in modo che il nastro magnetico, dal punto di vista del sovraccarico, fosse l'unico elemento limitante dell'intero sistema.

I tre principali elementi da prendere in considerazione per definire le prestazioni di un sistema di incisione su nastro magnetico e di riproduzione sono: il campo di frequenza, il rapporto segnale-rumore e la costanza della velocità del nastro.

La caratteristica della risposta in frequenza non richiede molte considerazioni a causa delle elevate velocità del nastro impiegato nei registratori di tipo professionale, poichè non ci sono particolari problemi nell'ottenere risposte uniformi entro le frazioni di dB da 30 a 15.000 Hz.

Un elevato rapporto segnale-rumore è una delle caratteristiche più difficili da ottenere nell'incisione del nastro magnetico principale. Ci sono tre forme di rumore negli incisori a nastro magnetico, il rumore casuale o incorrelato, dovuto alla struttura granulare del nastro, il rumore casuale o incorrelato dovuto alla modulazione prodotta da piccole e rapide variazioni nella velocità del nastro e nel contatto delle testine con il nastro stesso e il rumore correlato dovuto al « print-through ». Un miglioramento di 3 dB nel rapporto segnale-rumore casuale è stato ottenuto portando la velocità del nastro a 30 pollici/sec. Un sensibile incremento sia del rapporto segnale-rumore come del massimo livello di uscita è stato ottenuto impiegando un nuovo nastro con maggiore capacità di conservare la magnetizzazione e con minor livello di rumore. Gli effetti sgradevoli e le oscillazioni nel suono sono state migliorate del 50% con una maggiore velocità del nastro.

4. - EQUALIZZATORE DINAMICO DI SPETTRO

Un nastro principale ricavato con le apparecchiature precedentemente descritte sarà caratterizzato da grande chiarezza, basse distorsioni non lineari, caratteristiche di trasferimento uniformi e tutte le altre pregevoli particolarità dianzi descritte. Questo nastro può essere usato senza cambiamenti per produrre degli ottimi dischi da mettere in commercio. La domanda che sorge spontanea è quella di chiedersi se essi genereranno un suono in tutto e per tutto uguale a quello che si udrebbe se gli strumenti musicali suonassero nella casa stessa dell'ascoltatore. La risposta è « no » per le ragioni che verranno illustrate qui di seguito.

Un paragone tra l'ascoltatore dal vivo, nella sala da concerto, e l'ascoltatore dello stesso programma registrato, in casa sua, mostrerà i maggiori problemi che devono essere risolti in modo da procurare all'ascoltatore in casa una riproduzione del suono che sia dotata del più elevato pregio artistico e della maggior somiglianza soggettiva con

quanto viene udito nella sala da concerto.
Una semplice approssimazione di quest'ultima o di altri locali con un'unica sorgente di suono e di un ascoltatore è rappresentata in fig. 5.
Vi è dapprima la pressione sonora p_S e la impedenza acustica z_{AS} della sorgente sonora. La sorgente sonora è accoppiata a due quadripoli con costanti di propagazione P_{CR} e P_{CL}, che rappresentano l'acustica della sala da concerto tra la sorgente di suono e le orecchie dell'ascoltatore.
Per l'ascoltatore vi sono le due impedenze acustiche z_{ARR} e z_{ARL} e le pressioni sonore generate alle sue orecchie p_R e p_L.
Una semplice approssimazione della catena costituita da una sorgente sonora in uno studio, due canali per l'incisione stereofonica e il sistema di riproduzione, e un ascoltatore in una stanza di soggiorno è rappresentata dall'analogia di fig. 6. Vi è dapprima la pressione sonora p_S e la impedenza z_{AS} della sorgente del suono. Quest'ultima è accoppiata a due quadripoli con costanti di propagazione, P_{SR} e P_{SL}, che rappresentano le proprietà acustiche dello studio tra la sorgente sonora e i microfoni. Le impedenze acustiche dei microfoni sono z_{AMR} e z_{AML}. I microfoni sono accoppiati a quadripoli con costanti di propagazione, P_{RR} e P_{RL}, che rappresentano l'equipaggiamento per l'incisione e la propagazione del suono. Le uscite dei quadripoli, che rappresentano il complesso che riproduce il suono, sono accoppiate agli altoparlanti con delle impedenze acustiche di accoppiamento z_{ALR} e z_{ALL}. Gli altoparlanti sono a loro volta accoppiati a quattro quadripoli con costanti di propagazione, P_{LR}, P_{LRL}, P_{LLR} e P_{LL} che rappresentano le proprietà acustiche del luogo di soggiorno tra gli altoparlanti e le orecchie dell'ascoltatore. Al livello dell'ascoltatore vi sono le impedenze acustiche z_{ARR} e z_{ARL} e le pressioni sonore p_R e p_L alle sue orecchie. Certamente nessuno potrebbe concludere che se il sistema di incisione e riproduzione di fig. 6 avesse una caratteristica di trasferimento perfetta per questo motivo la bontà della ricezione dell'ascoltatore di fig. 6 dovrebbe essere uguale a quella dell'ascoltatore di fig. 5.
Quindi una caratteristica di trasferimento perfetta non è la caratteristica di trasferimento ideale.
Da quanto detto prima segue la conclusione che una caratteristica di traferimento perfetta in un sistema di incisione e riproduzione sonora non è la richiesta esatta per ottenere la perfetta simulazione di una sala da concerto o di qualsiasi altra audizione dal vivo. Il seguente passo logico è l'analisi dei fattori impegnati nel fornire all'ascoltatore una riproduzione sonora che sia il più somigliante possibile, da un punto di vista artistico e soggettivo, alle reali condizioni della sala da concerto.
Sono stati elaborati e condotti a termine dei tests sulla riproduzione stereofonica del suono a vari livelli nel caso delle condizioni acustiche medie di una stanza di soggiorno. Inoltre si sono fatti degli studi sul livello di riproduzione normalmente impiegato in casa dai vari amatori. Questi tests hanno rivelato che il picco di livello della riproduzione sonora nelle case degli amatori varia tra 70 e 90 dB per il 90% degli ascoltatori. L'ascoltatore medio in casa fa lavorare un sistema di riproduzione con un livello di picco pari a 80 dB.
Il livello di picco (9) del suono fornito da un'orchestra sinfonica nella sala da concerto è intorno ai 100 dB. Perciò si vedrà che il livello di picco della riproduzione sonora in casa è molto al di sotto del corrispondente livello nella sala da concerto.
La ragione fondamentale del motivo per cui l'ascoltatore medio preferisce un livello inferiore della riproduzione sonora in casa va ricercato nel fatto che il picco tollerabile del livello sonoro in una piccola stanza è inferiore a quello corrispondente ad un ampio locale. (10)
Il percorso medio libero più breve, e il conseguente più rapido accrescimento e smorzamento del suono in una piccola stanza, sembra che porti ad un livello di picco tollerabile inferiore in quest'ultima rispetto ad un ampio locale. Tests soggettivi hanno mostrato che si ottengono gli stessi risultati senza che abbia importanza il fatto che il suono provenga dal vivo o sia registrato.
Il livello del rumore dell'ambiente in luogo medio di residenza (11) è un fattore molto importante nella riproduzione del suono in una casa. Questo rumore nel 90% delle abitazioni cade tra i 33 e i 52 dB.
Lo spettro del rumore in una stanza (12) mostrato in fig. 7 è un elemento da tenere in considerazione nella riproduzione del suono in casa. L'aspetto più interessante della fig. 7 è che il rumore cresce col diminuire della frequenza.
La considerazione successiva è il mascheramento (13) del programma riprodotto da parte del rumore ambiente. Nel caso del rumore a larga banda del tipo incontrato nelle case è possibile avere un effetto di mascheramento da parte dello spettro di rumore anche a causa del suo andamento.
La fig. 8 mostra i limiti di udibilità per i toni puri, vale a dire che toni con livello inferiore a quello mostrato nella fig. 8 non possono essere uditi. Sono stati fatti dei tests di ascolto diretto per determinare la soglia dei toni puri in piccoli locali dotati di un rumore ambiente come mostrato in fig. 7. Questi tests non hanno fatto altro che confermare la fig. 8 che stabilisce dun-

elementi del sistema

rete analoga

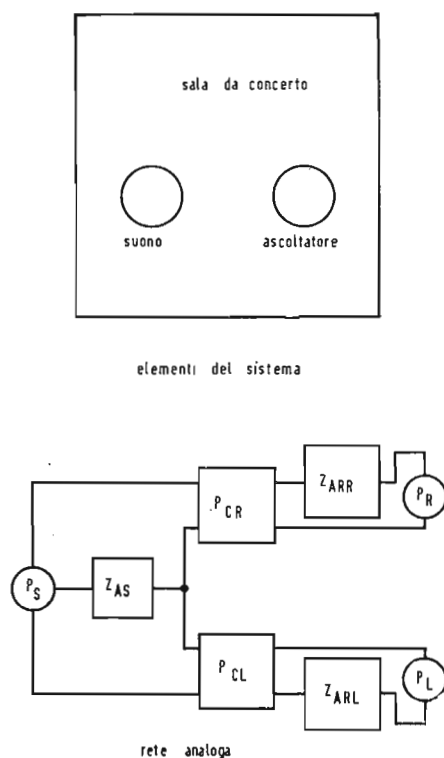



Fig. 5 - Sala da concerti o altro ambiente con l'ascoltatore e analogia acustica.

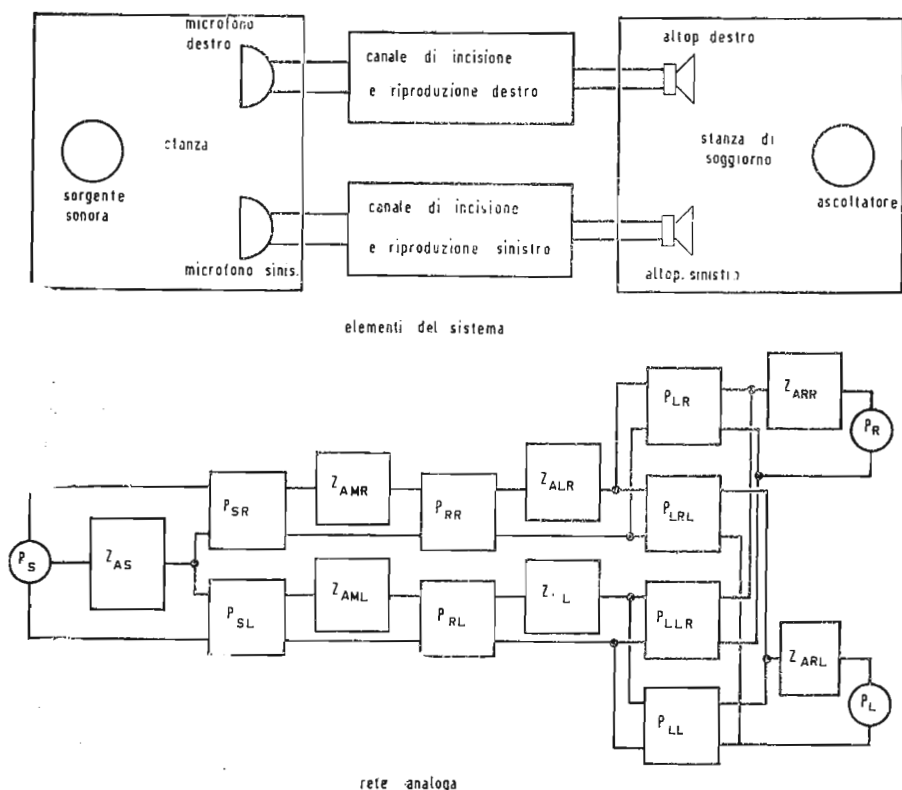



Fig. 6 - Complesso completo per la riproduzione del suono con l'ascoltatore e analogia acustica

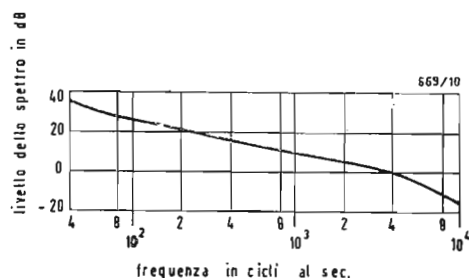



Fig. 7 - Spettro medio del rumore in un luogo di residenza. 0 dB = 0,000204 dine/cm. quadrato.

que i livelli minimi di udibilità in una stanza di un appartamento medio.

Si è detto che il livello di picco della riproduzione sonora durante una situazione media in una casa è di 80 dB. La fig. 8 e il livello di picco di 80 dB per la riproduzione sonora fissarono i limiti di ampiezza del suono riprodotto nella casa dell'ascoltatore medio.

Il relativamente basso livello di picco della riproduzione sonora e il livello del rumore ambiente nelle case sono tra i fattori più importanti che devono essere presi in considerazione per fornire una riproduzione del suono quanto più realistica possibile. In questo lavoro di inquadramento sono anche da tenere in conto tre importanti caratteristiche: l'altezza del livello del suono, la caratteristica della risposta in frequenza per suoni di uguale intensità e la proprietà di riverberazione del locale medio di una casa.

Le caratteristiche della risposta in frequenza dell'orecchio umano, per suoni di varie intensità, sono state ben determinate da molti ricercatori (14, 15, 16, 17). Non appena si ha a che fare con la compensazione passando da un livello ad un altro per un cambiamento di 20 dB o meno, punto questo che ha interesse nel progetto dell'Equalizzatore Dinamico di Spettro, la caratteristica della risposta in frequenza dell'orecchio umano serve come guida per i tests soggettivi che saranno descritti più oltre e che vengono impiegati per determinare le prestazioni dell'Equalizzatore Dinamico di Spettro.

La caratteristica della risposta in frequenza dell'orecchio umano che è mostrata in fig. 9, mostra che i vari campi di frequenza devono essere esaltati o depressi in ampiezza in modo da mantenere il bilanciamento della qualità della musica quando essa viene riprodotta ad un livello inferiore a quello originale.

Nella riproduzione del suono in una stanza vi sono due sorgenti (18) di suono nei riguardi dell'ascoltatore: il suono diretto da parte dell'altoparlante e il suono generalmente riflesso dalle pareti o altro. Le caratteristiche acustiche della stanza media sono tali da accentuare la risposta alle basse frequenze. Generalmente il diagramma degli altoparlanti a radiazione diretta presenta una direttività crescente con la frequenza. La combinazione delle caratteristiche acustiche delle stanze e dell'altoparlante produce una accentuazione delle basse frequenze nella riproduzione presentata all'ascoltatore La risposta relativa a distanze normali d'ascolto dovuta all'effetto medio dei suoni diretti e riflessi, nel caso di mu-

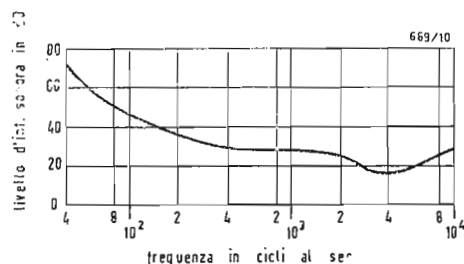



Fig. 8 - Soglia di udibilità per toni puri per un ascoltatore medio in una stanza media.
0 dB = 0,000204 dine/cm.quadrato.

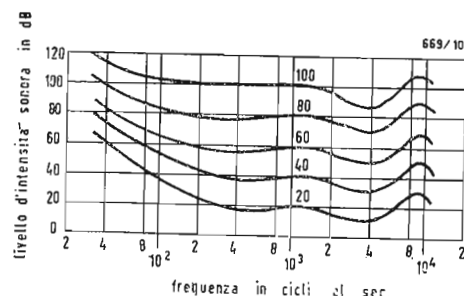



Fig. 9 - Curve di eguale intensità sonora.
0 dB = 0,000204 dine/cm. quadrato.

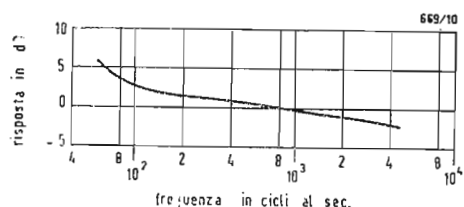



Fig. 10 - Risposta relativa ricavata dalla media del suono diretto e di quello riflesso riprodotto in una stanza.

sica riprodotta in una stanza di un appartamento, è mostrata in fig. 10. Si deve inoltre considerare l'intensità in funzione del livello sonoro (19,20) passando dallo studio o dalla sala da concerto in una piccola stanza di un appartamento.

Da quanto detto precedentemente, le principali equalizzazioni sono dovute ad un abbassamento nel livello di circa 20 dB come si può dedurre dalla fig. 9 e dalla esaltata risposta alle basse frequenze a causa dell'acustica della stanza come è riportato in fig. 10. Queste considerazioni portano a definire una prima approssimazione della equalizzazione richiesta.

Riassumendo, vi sono sei caratteristiche che devono essere tenute presenti nella riproduzione del suono nella stanza di un appartamento qualsiasi: il livello di picco della riproduzione sonora in un luogo di residenza, il livello del rumore ambiente nella stanza media, lo spettro del rumore ambiente, l'intensità in funzione del livello sonoro, la caratteristica della risposta in frequenza dell'orecchio umano e le caratteristiche di riverberazione della stanza media di un appartamento.

Impiegando per l'equalizzazione la prima approssimazione ricavata come descritto sopra, la successiva considerazione è quella di usare dei tests soggettivi per determinare quali modificazioni di queste caratteristiche sono necessarie per fornire all'ascoltatore in casa sua una riproduzione che sia dotata del più alto grado artistico e sia più somigliante possibile a quanto si potrebbe ascoltare nella sala da concerto. *(R. C.)*

(continua)

5. - BIBLIOGRAFIA

[1] D. Sarnoff, *Nuovi sviluppi nell'elettronica* Address at the Annual Winter General Meeting, American Institute of Electrical Engineers, January 31, 1955, New York.

[2] J. Pfeiffer ha sviluppato e portato a termine la collaborazione del gruppo di artisti e scienziati nel progetto Dynagroove.

[3] Le caratteristiche degli strumenti musicali si possono trovare in *Musical Engineering* di H. F. Olson, McGraw-Hill Book Co., New York, 1952.

[4] Le ricerche sull'acustica degli studi di incisione durante il progetto Dynagroove furono portati a termine da J. Volkmann.

[5] B. Bolle, H. Voldner, A. Stevens, J. Volkmann *Il nuovo studio per incisioni della R.C.A.* in Roma, Italia Journal of the Audio Engineering Society, Vol. II, n. 1, p. 80, January, 1963.

[6] H. F. Olson, *Riproduzione stereofonica del suono in casa*, in Journal of the Audio Engineering Society, Vol. 6, n. 2, p. 80, 1958.

[7] H. F. Olson e H. Belar, *Acustica della riproduzione sonora in casa*, in Journal of the Audio Engineering Society, Vol. 8, n. 1, p. 7, 1960.

[8] Lo sviluppo e il progetto della Transfer Master Recording Console è stato portato a termine da D. L. Richter.

[9] Il livello di picco in queste considerazioni viene usato per indicare quel livello al di sotto del quale giace il 95% dell'intero programma.

[10] Il termine « picco di livello sonoro tollerabile » viene usato per indicare quel massimo livello sonoro riprodotto che l'ascoltatore considera gradevole ed accettabile.

[11] D. F. Sercord, *Rumore ambiente*, in Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 12, n. 1, p. 183, 1940.

[12] D. F. Hoth, *Spettro del rumore ambiente*, in Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 12, n. 4, p. 499, 1941.

[13] H. Fletcher e W. A. Munson, *Relazione tra l'altezza sonora e il mascheramento*, in Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 9, n. 1, p. 1, 1937.

[14] H. Fletcher e W. A. Munson *Intensità sonora. Sua definizione, misura e calcolo*, in Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 1, n. 1, p. 82, 1933.

[15] B. G. Churcher e A. J. King, *Le prestazioni dei misuratori di rumore* in Journal of the Institution of Electrical Engineers (London), Vol. 81; n. 1, p. 57, 1937.

[16] D. W. Robinson e R. S. Dadson, *Una nuova indagine sulle relazioni tra toni puri di eguale intensità*, in British Journal of Applied Physics, Vol. 7, n. 5, p. 166, 1956.

[17] International Organization for Standardization, Draft Recommendation R. 226, 1960.

[18] Olson, *Acoustical engineering*, D. Van Nostrand Co., Princeton, New Jersey, 1957.

[19] S. S. Stephens, *La misura dell'intensità sonora*, in Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 27, n. 5, p. 815, 1955.

[20] J. P. Lochner e J. F. Burger, *Relazione tra l'intensità sonora dei toni puri*, in Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 34, n. 5, p. 576, 1962.

dott. ing. A. Piazza

Considerazioni sul progetto di un organo elettronico*

Si tratta il progetto, svolto da un appassionato di organi, di un organo elettronico in grado di offrire esecuzioni superiori a quelle di molti strumenti a canna. Secondo la tesi dell'autore, da 2 a 5 ordini di oscillatori possono fornire organi con caratteristiche da buone ad eccellenti.

Fig. 1 - La Grande Divisione di un piccolo organo a canne.

IN UN ARTICOLO recentemente pubblicato (¹), l'Autore ha cercato di dimostrare che per poter eseguire la musica organistica classica su un organo, è necessario che siano soddisfatte certe esigenze ben definite. Queste esigenze sono state esposte con qualche particolare. Nella esposizione l'Autore non ha potuto evitare di rivelare la propria predilezione per gli organi a canna. Parecchi lettori lo hanno rimproverato per il suo atteggiamento di critica nei confronti degli organi elettronici. Alla luce di ciò, l'Autore sente il dovere di avanzare alcuni consigli atti a migliorare le prestazioni di detti organi. L'occasione di offrire questi consigli concreti viene data da questo articolo con la presentazione di un progetto di un organo elettronico che, secondo l'Autore, sarà in grado di offrire esecuzioni soddisfacenti e di rendere giustizia alla maggior parte della letteratura inerente. Si sottolinea il fatto che l'organo in questione non è stato finora costruito, che si tratta quindi solo di un organo in fase di progettazione e che in esso non c'è nulla di nuovo o di intentato e neppure principi nuovi. Per quanto è a conoscenza dell'Autore, non esiste in commercio nessun strumento che sotto tutti gli aspetti possa dirsi simile a questo.

Per cominciare, si può dire che il problema principale riveste più un carattere economico che tecnico. Per quanto, con le dovute riserve, molti organisti possano esprimere un parere discorde in proposito, l'Autore crede che sia perfettamente possibile costruire un organo elettronico che sia virtualmente equivalente ad un buon organo a canne. Occorre solo studiare un buon organo a canne e quindi sostituire ad ogni canna in esso contenuta un adeguato generatore elettronico di tono. Per una buona riuscita bisogna rivolgere la dovuta attenzione sia ai regimi degli stati persistenti che a quelli degli stati transienti della voce di ciascuna canna. Si sono trovati metodi di imitazione soddisfacenti per molte classi di tono. Il risultato che si ottiene non è costoso. Parecchi organi del genere sono stati costruiti da almeno uno dei principali fabbricanti (Allen) e sono stati ovunque accolti con grande favore.

Tuttavia, la maggior parte di noi ha intenzioni meno grandiose e possibilità notevolmente inferiori. Per uso domestico sarà sufficiente uno strumento più modesto. Lo scopo consiste quindi nel progettare uno strumento che, pur rimanendo in grado di soddisfare le domande della letteratura, possa:

1. impiegare un numero minimo di generatori di tono costosi;

2. sfruttare al massimo certi esercizi che sono possibili solo in un organo elettronico.

Passiamo ora all'esame di alcune di queste possibilità.

Parlando in generale, vi sono due modi generali di approccio al problema. Il primo consiste nell'impiegare generatori di tono a funzionamento continuo, commutando le loro uscite di segnale audio nella entrata dei sistemi di formazione e di riproduzione di tono per mezzo dei contatti del tasto in azione. Esempi di questa tecnica sono rappresentati dagli organi Hammond, Baldwin e Schober e da alcuni degli strumenti Conn di recente fabbricazione. Il secondo metodo consiste nell'avviare e nell'arrestare effettivamente i generatori di tono (oscillatori) con i tasti in azione. Gli organi Allen, Artisan e Rodgers ed i primi organi Conn impiegano questo metodo. Quali sono i relativi meriti di ciascuno di questi metodi?

(*) PIKE, W. S., An Electronic Organ Design, *Audio*, ottobre 1964. pag. 19.

(¹) PIKE W. S., Organs and Organ Music, *Audio*, ottobre e novembre 1963.

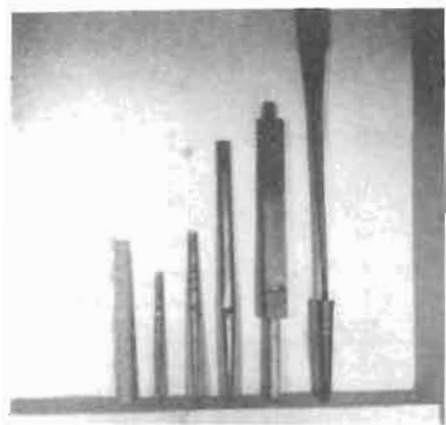



Fig. 2 - Le cinque canne mediane *C* della Grande Divisione. Da sinistra a destra sono: *A*) la Quinta, 1-1/3 piede; *B*) la Quindicesima, 2 piedi; *C*) la Principale, 4 piedi; *D*) la Gedact, 8 piedi; ed *E*) la Oboe, 8 piedi.

I generatori a funzionamento continuo presentano un certo numero di vantaggi. In primo luogo esiste una ampia scelta di tipi di generatori disponibili, sia elettromeccanici che completamente elettronici. In questi ultimi è possibile fare uso della divisione di frequenza, riducendo il problema della accordatura semplicemente a 12 registrazioni per tutto l'organo. Dato che tutte le altezze prodotte dall'organo sono disponibili in continuità, esse possono essere raccolte da opportune sbarre collettrici delle tastiere, ognuna delle quali funziona ad un livello di altezza diverso (8 piedi, 4 piedi, 2 piedi e così via). Applicando alle uscite di queste sbarre collettrici dei filtri « formanti » si può, ad esempio, ottenere con facilità e simultaneità da un solo gruppo di generatori il tono da 8 piedi di un determinato timbro ed il tono da 4 piedi di qualche altro timbro. Con questo metodo si ricavano forti vantaggi economici. L'intera gamma delle altezze occorrenti sarà coperta da 97 generatori, a partire dal tono basso di un registro da 16 piedi ad un tono alto di un registro da 2 piedi.

D'altra parte, a questo approccio si possono sollevare tre critiche. In primo luogo, l'assieme (effetto corale) di tutti gli strumenti commerciali che impiegano questo principio è inferiore a quello degli strumenti anche più piccoli che impiegano oscillatori a tasto. Ciò permane vero nonostante l'impiego di tecniche straordinariamente ingegnose inventate da alcuni degli uomini più brillanti nell'industria per migliorare l'effetto corale o d'assieme. In secondo luogo, la maggior parte degli ordini di canne dotate di buona voce è abbastanza uniforme per tutta la gamma normale, cinque ottavi, dei manuali. Qualsiasi organo a canna che si rispetti, ad esempio un organo a registro di Tromba, avrà la stessa struttura in forza ed in armoniche da cima a fondo. Ciò non è sempre vero per gli strumenti orchestrali, ma è vero per gli ordini dotati di buona voce delle canne degli organi. Nel tipo di organo a divisione di frequenza è difficile, se non impossibile, ottenere tale uniformità di sonorità e di timbro. Il registro di Tromba, ad esempio, viene solitamente eseguito con un singolo circuito di risonanza che tenta di coprire l'intera gamma. Analogamente, i filtri passa-alto e passa-basso di resistenza-capacità, usati per il tono del flauto e degli strumenti ad arco, danno luogo a problemi analoghi. Si deve in verità dare un tributo all'abilità di coloro che progettano questi organi se essi hanno tali qualità.

Ma un problema ancor più pressante è quello del controllo dell'attacco realistico. Ciò riveste carattere della massima importanza, particolarmente quando l'organo deve essere impiegato in un ambiente domestico non sonoro.

Le canne degli organi non hanno un attacco istantaneo. La fig. 1 illustra alcune delle canne della Grande divisione dell'organo dell'Autore. Sulla Grande divisione di questo organo vi sono cinque registri (ossia cinque ordini o file di canne). In fig. 2 sono illustrate tutte e cinque le canne mediane *C*. La canna mediana *C* del Gedact da 8 piedi, indicata in *D*, impiega circa 15 Hz per dare l'ampiezza completa dopo che ad essa sia stata immessa aria dal mantice elettropneumatico su cui è piantata. Inoltre, quando l'aria viene esclusa, ci vuole all'incirca lo stesso tempo per cessare di suonare. Poichè la frequenza di questa canna è pari grosso modo a 260 Hz, ciò corrisponde ad un tempo di attacco di 15/260 di secondo o poco meno di 60 millisecondi.

Per avviarsi la canna mediana *C* della Principale da 4 piedi (2*C*) richiede all'incirca lo stesso numero di hertz. Tuttavia, poichè la sua frequenza è due volte quella della Gedact (una ottava più alta) essa raggiunge l'ampiezza completa in metà tempo, ossia in 30 millisecondi. La Quindicesima da 2 piedi (2B) impiega solo 15 millisecondi. Quando tutti e tre questi registri od ordini sono tirati e viene suonata la mediana *C*, il risultato è complesso. In effetti, le canne entrano in gioco una dopo l'altra a cominciare dalla Quindicesima. Dato che tutti gli organi a canne hanno avuto per secoli questo comportamento preciso, ciò sembra perfettamente naturale ai nostri orecchi e non si deve con troppa fretta catalogare il fenomeno come un difetto. In quale modo si deve imitarlo con i generatori a funzionamento continuo?

Per fare ciò è difficile trovare un metodo economico. Qualsiasi circuito si usi, questi deve essere ripetuto per ogni tasto di esecuzione della tastiera o delle tastiere a ciascuna delle diverse altezze che può essere eseguita su quel tasto. Così, un manuale a 61 note con tre altezze (8', 4' e 2') richiederà non meno di 183 dispositivi di controllo di attacco se ad ogni altezza devono essere derivati diversi colori di tono. In questo campo c'è spazio per invenzioni.

Un fabbricante (Baldwin) ha impiegato con successo contatti di tasto a resistenza variabile. Sebbene questi abbiano il potere di mitigare il brusco attacco che questo tipo di organo altrimenti produrrebbe, non vengono conservate le relazioni di sincronizzazione di attacco esistenti negli ordini o file reali di canne. Per la produzione di certe voci un altro fabbricante (Conn) ha applicato di recente una tastiera a transistori di tipo nuovo. Ciò può rappresentare una buona soluzione, per quanto l'Autore non abbia ancora avuto l'occasione di udire questo organo in azione.

Con oscillatori individualmente muniti di tasti il problema suddetto non esiste.

Sistemando i tasti di esecuzione in modo da applicare una tensione di placca (o di collettore) agli oscillatori attraverso filtri di resistenza-capacità adeguatamente proporzionati, è possibile produrre qualsiasi tempo di attacco desiderato e si può fare in modo che i tempi di attacco di un ordine o fila di oscillatori siano resi all'incirca inversamente proporzionali alla frequenza, come è il caso in una fila od ordine di canne. Per di più, i contatti dei tasti non si trovano più nei percorsi del segnale audio. Le capacità di contatto e di cablaggio non possono creare un problema di diafonia e non sono necessari materiali esotici per i contatti.

Per avere ciò, si deve però pagare un prezzo che non è insignificante. Sul progetto si pone immediatamente una limitazione principale. La limitazione consiste nel fatto che non è possibile far suonare con prontezza un ordine o fila di oscillatori a tasto con un timbro ad un livello di altezza e simultaneamente un altro timbro a qualche altro livello di altezza. Così, una combinazione siffatta, semplice ed utile, quale quella di un Flauto da 8 piedi e di un Principale da 4 piedi, richiederà due ordini o file di oscillatori. Se, però, si voglia un Flauto da 8 piedi più un Principale da 8 piedi (entrambi si registrano alla stessa altezza), ciò può essere approssimativamente ottenuto con un ordine o fila singola per mezzo di opportuni circuiti di variazione del tono. Di questi circuiti si possono trovare molti esempi nella letteratura. 1, 2, 3, 4, 5. Nonostante questa limitazione, che tenderà invariabilmente a rendere più costoso un organo ad oscillatori singoli, i vantaggi nel realismo dei toni sono schiaccianti in favore dell'impiego di questo approccio.

Ora ogni oscillatore dell'organo in questione verrà a costare sui 5 dollari. In fig. 3 sono illustrati alcuni circuiti tipici. Notare che anche il circuito più semplice, quello (*A*) per oscillatore per Flauto, richiede una bobina, 5 condensatori, 6 resistenze, un potenziometro ed un transistor. Per toni più complessi si aggiungono, come in (*B*) ed in (*C*), un maggior numero di componenti. Non si può neppure lesinare sulla qualità, a meno che non si voglia mettere assieme una quantità vana di non attendibilità o di instabilità di accordatura. Per un fabbricante ciò significa induttori toroi-

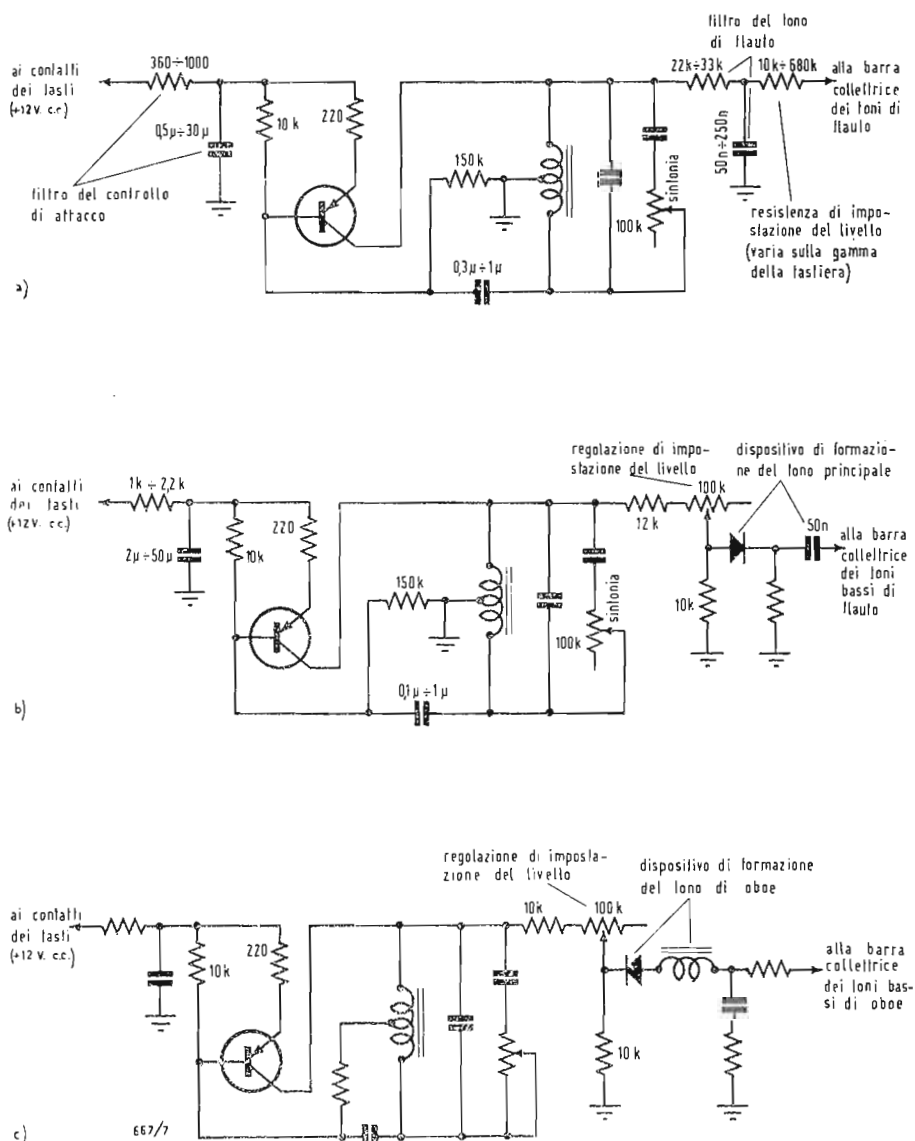



Fig. 3 - Alcuni circuiti oscillatori tipici: *A*) oscillatore Flauto, da 32 ad 8000 Hz; *B*) oscillatore Principale, da 65 a 4000 Hz; *C*) oscillatore Oboe.

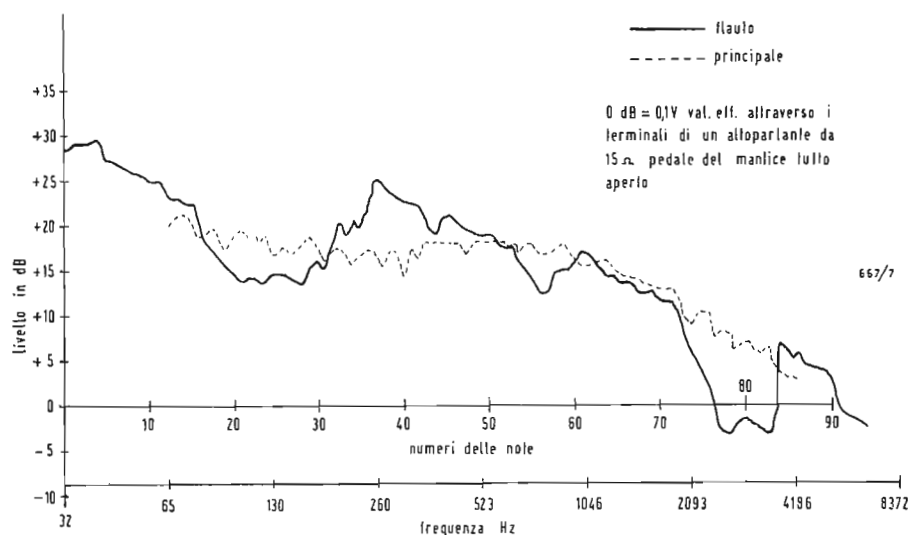



Fig. 5 - Livelli misurati di ordini unitari in un organo elettronico commerciale.

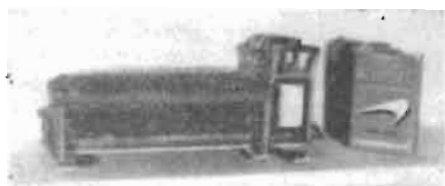



Fig. 4 - Una coppia di « commutatori » a 32 contatti, usata ad esempio nella pedaliera.

dali in permalloy e condensatori con strati in Mylar. Si tratta quindi di stabilire il fabbisogno di questi oscillatori costosi.

Per ridurre il numero delle sorgenti di tono sia negli organi a canne che in quelli elettronici si è fatto ricorso per almeno 50 anni al cosiddetto principio « unitario ». Fino a ieri, ad esempio, la maggior parte degli organi nei teatri erano organi unitari ed in modo paradossale molti « Wurlitzer giganti del valore di 50 000 dollari » avevano un minor numero di canne rispetto all'organo di minor pretese della chiesetta girato l'angolo. È abbastanza curioso il fatto che con i moderni circuiti elettronici esiste la possibilità di fabbricare un organo unitario migliore di uno con canne, sebbene la tecnica di una tale esecuzione, che verrà ora proposta, non sia stata sfruttata su vasta scala. Ciò deriva dal fatto che si può fare in modo che gli oscillatori a transistori abbiano una frequenza virtualmente costante su una ampia gamma di tensioni di alimentazione. Per le canne degli organi la cosa è totalmente diversa: in esse le variazioni relativamente piccole di pressione dell'aria influenzano in modo molto marcato tanto l'altezza quanto la voce delle canne stesse. Esploriamo questa possibilità, facendo delle digressioni abbastanza lunghe in modo da assicurare che siano pienamente compresi sia il principio « unitario » sia le sue imperfezioni.

Per venire alle prese con questo argomento piuttosto sconcertante, il modo più facile è quello di prendere in considerazione un esempio concreto. Supponiamo che si voglia tanto gli 8 piedi quanto i 4 piedi. Il Flauto si registra su un manuale particolare di un organo. Il modo più vecchio, ed anche il modo migliore di fare ciò, è quello di usare due file od ordini distinti di canne. Una fila od ordine di 61 canne viene usata per il Flauto da 8 piedi ed una seconda fila di 61 canne per i 4 piedi con un totale di 122 canne. Ciò rappresenta la disposizione che si trova in un cosiddetto organo a canne « diritto », come quello illustrato in fig. 1.

Il grande vantaggio di questa disposizione consiste nel fatto di avere una libertà completa nella regolazione dei timbri e dei livelli dinamici dei due ordini o file al fine di produrre il risultato migliore. Un ordine o fila potrebbe, ad esempio, essere dato da un flauto con registro e l'altro aperto. Di solito l'ordine o fila da 4 piedi avrà un suono più morbido di quello da 8 piedi. Inoltre, entrambi gli ordini avranno una sonorità quasi uniforme per tutte le loro gamme, oppure, in alcuni casi, possono essere dotati di voce così da diventare quasi impercettibilmente più sonori come si procede dal basso al soprano. Occorre un gran numero di canne. All'incirca al tempo in cui sono state introdotti gli effetti elettrici negli organi a canne, si è capito che la flessibilità offerta da tali effetti dava la possibilità di fare qualcosa in merito. Si può fare una approssimazione dello stesso risultato usando solo un ordine o fila estesa di 73 canne; ossia un ordine « unitario ». Basta prendere semplicemente l'ordine o fila da 8 piedi, aggiungere una ottava extra di 12 canne sulla estremità superiore ed aggiungere alcune altre commutazioni.

Quando sulla consolle viene tirato il registro da 8 piedi, i 61 tasti di esecuzione sono collegati alle 61 canne più basse per mezzo di un relé a 61 contatti. Quando viene tirato il registro

da 4 piedi, un secondo relé collega i tasti ad una ottava più alta, usando le 61 canne in alto. Ovviamente il principio può essere esteso a piacere.

Nel linguaggio tecnico degli organi a canne tali relé sono chiamati commutatori, avendo il termine relé, per qualche ingiusta ragione, un significato del tutto diverso. In fig. 4 è illustrata una coppia di tipici « commutatori » a 32 note che potrebbe essere impiegata nella pedaliera di un organo. In alcuni organi i commutatori formano parte integrale del meccanismo dei tasti.

Mentre nell'esempio citato ciò farebbe risparmiare non meno di 49 canne costose, in un organo a canne la bontà dei risultati non è mai quella che si ha quando si usano file o ordini singoli. Per un motivo, entrambi i registri devono avere lo stesso timbro dato che provengono dallo stesso ordine o fila.

La cosa più grave consiste nel fatto che il normale equilibrio sonoro che esisterebbe tra gli ordini o file di 8 piedi e di 4 piedi è turbato. Se l'ordine viene impiegato a queste due altezze soltanto, ciò non rappresenta un fatto di particolare gravità, ma se l'ordine viene ulteriormente esteso, il risultato che ne consegue sarà di una importunità intollerabile. L'usuale espediente correttivo consiste nel trasferire la sonorità nella estremità con il tono di soprano della fila od ordine. Mentre il trasferimento necessario varia con il timbro dell'ordine o fila, con le condizioni ambientali acustiche dell'organo e con i tasti del dispositivo di intonazione, detto trasferimento ha sempre un valore considerevole. La fig. 5 illustra le ampiezze misurate di due ordini unitari di oscillatori in un buon organo elettronico commerciale. Notare la curva per il Flauto unitario indicata dalla linea a tratto pieno. A parte alcuni alti e bassi, con valori apparentemente grandi, ma sorprendentemente di nessun effetto e dovuti a detta del fabbricante alle tolleranze dei componenti, vi è una tendenza generale alla riduzione in ampiezza all'aumentare della frequenza. La nota alta di questo ordine ha intenzionalmente un valore di 30 dB al di sotto di quello della nota bassa.

Evidentemente l'orecchio ha un comportamento più critico verso il tono Principale con il suo maggior contenuto di armoniche. La linea tratteggiata indica la risposta dell'ordine Principale del medesimo organo. Il fabbricante ha trovato un vantaggio nel fornire ciascun oscillatore di questo ordine di un controllo di uscita singolo. Notare la notevole uniformità fino alla nota 61 circa, seguita da un declino graduale verso la nota alta. In questo ordine o fila la nota alta ha un valore di soli 17 dB al di sotto di quello della nota bassa, ma qui si tratta di un ordine corto avente solo 72 oscillatori.

Questo trasferimento di soprano non rappresenta una buona soluzione, sebbene sia la sola cosa possibile in un organo unitario a canne. In primo luogo, quando si esegue un accordo ordinario a quattro parti (come ad esempio nel caso di un semplice inno) la nota alta ha la tendenza ad essere la nota più debole. In secondo luogo, si ha l'impressione che vi sia qualche cosa di esteticamente errato nell'ottenere una melodia che diventa più debole all'aumentare della altezza, come deve inevitabilmente accadere nel solito organo unitario. Come ebbe a dire uno scrittore [6] disilluso: « Dei grandi organi esistenti nel mondo nessuno è un organo unitario ».

Per fortuna questo dilemma può essere risolto in un organo elettronico, eliminando queste obbiezioni all'impiego di ordini unitari di oscillatori. Si può fare in modo di suonare un ordine unitario ad una sonorità quando questo ordine viene usato ad un livello di altezza e ad una sonorità diversa quando viene usato ad altri livelli di altezza. Un fabbricante (Gulbransen) ha realizzato ciò in uno strumento commerciale usando barre collettrici

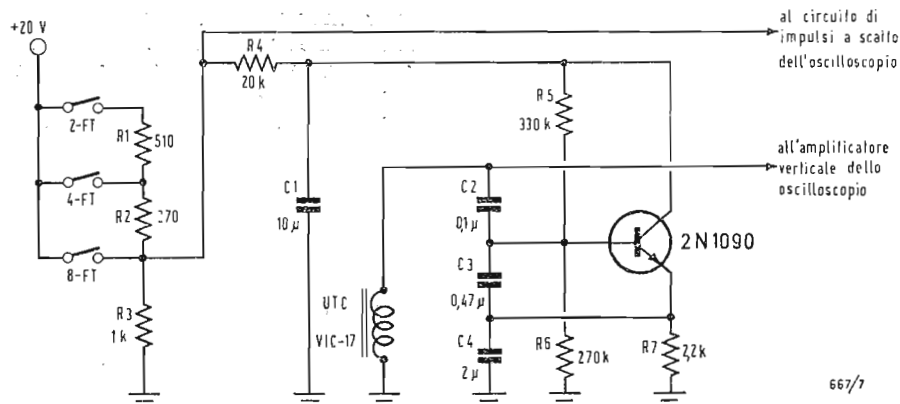
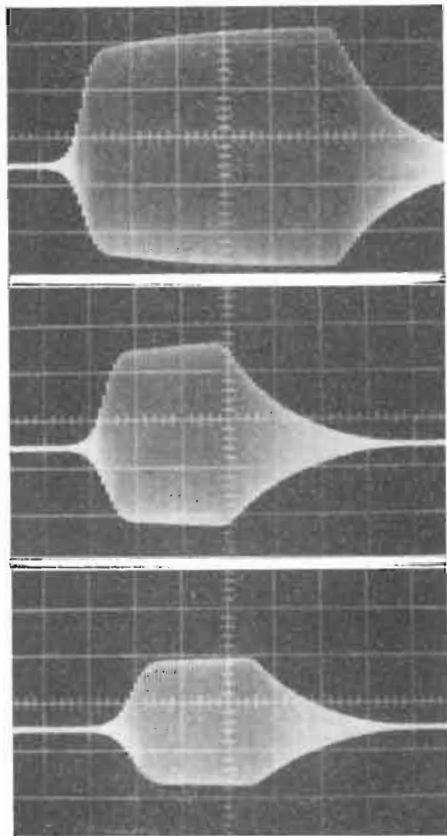



Fig. 6 - Un oscillatore in cui è possibile produrre ampiezze diverse mediante tensioni di accordatura diverse.

delle tensioni di alimentazione dei contatti dei tasti a livelli di tensione diversi per ogni altezza diversa [3]. Con i contatti dei tasti si devono impiegare in serie dei diodi isolanti al fine di impedire il formarsi di corti circuiti nelle barre collettrici quando un oscillatore viene simultaneamente azionato da più di un tasto. Si potrebbe anche ottenere lo stesso risultato con tutte le barre collettrici alla stessa tensione e con diodi Zener di tensioni diverse in serie con i contatti di commutazione.

Un'altra soluzione, probabilmente meno costosa, è indicata in fig. 6. In fig. 7 sono illustrate le forme d'onda prodotte da questo circuito puramente sperimentale. È necessario avvertire i lettori che questo oscillatore non rappresenta necessariamente un buon oscillatore per un organo elettronico. Questo oscillatore è stato messo assieme con dei componenti a disposizione unicamente allo scopo di dimostrare il circuito dei segnali. In fig. 6 le resistenze R_1, R_2, e R_3 formano un divisore di tensione. I contatti dei tasti applicano una tensione ai diversi punti di questo divisore. Il contatto 8 piedi applica una tensione piena all'oscillatore. I contatti per le altezze più alte (che si trovano su altri tasti della tastiera) applicano delle tensioni ridotte. Facendo in modo che la corrente del divisore sia sensibilmente più alta (10 volte) della corrente dell'oscillatore, è possibile mantenere ad un valore basso la impedenza alla entrata al filtro del controllo di attacco; sicché, a prescindere da quale sia il contatto azionato, nel tempo di attacco dell'oscillatore la variazione è trascurabile. Sebbene il consumo di corrente di questo circuito sia 10 volte (20 mA) quello del solo oscillatore, questo valore rappresenta ancora solo il 10 per cento circa della corrente normalmente consumata dai magneti di azionamento degli organi a canne ed è un valore ampiamente compreso nelle capacità nei normali assiemi di contatti per organo.

Fig. 7 - Forme d'onda prodotte dall'oscillatore di fig. 6: *A*) quando azionato dal contatto di 8 piedi; *B*) quando azionato dal contatto di 4 piedi; *C*) quando azionato dal contatto di 2 piedi.

Usando una combinazione razionale di siffatti ordini unitari con altri ordini non unitari di oscillatori è possibile progettare un organo di una versatilità sorprendente con non più di due a cinque ordini. Per concludere questa parte dell'articolo si propone una distinta di registri per un organo del genere, una indicazione del modo con cui viene derivato ciascun registro e si suggerisce la compilazione di una scheda di montaggio progressivo con la distinta dei costi in un determinato periodo di tempo e con una breve indicazione delle possibilità di registrazione dell'organo.

A.

BIBLIOGRAFIA

[1] *Strumenti musicali elettronici* di RICHARD H. Dorf, da Radio Magazines Inc., Minneola, New York.

[2] *La produzione elettrica della musica* di ALAN DOUGLAS, da Philosophical Library, New York.

[3] *Generatori transistorizzati per organo*, di ALAN DOUGLAS, da Electronic Engineering, Vol. 34, pag. 388, Giugno 1962.

[4] *Un organo elettronico per costruttori privati*, di ALAN DOUGLAS, edito da Sir Isaac Pitman & Sons Ltd., Londra.

[5] *Perfezionamenti nei generatori elettronici di musica*, di ALAN DOUGLAS, da Electronic Engineering, Vol. 33, pag. 574, Settembre 1961.

[6] *Valutazione e studio degli organi*, di JAMES BLAINE JAMISON, pag. 163, edito da H. W. Gray, New York.

Un corso sugli standards e le misure elettromagnetiche

Un corso professionale di due settimane, che avrà per argomento « Gli standards e le misure elettromagnetiche », sarà svolto, dal 9 al 20 agosto 1965, dal « Radio Standards Laboratory » del « NBS Institute for Basic Standards », in associazione con il « Bureau of Continuation Education » dell'Università del Colorado. Questo corso è dedicato ai professionisti dell'industria, dell'università, dell'esercito ed altri uffici tecnici del governo, le cui mansioni comprendono misure di precisione, controllo della qualità, gli standards, ecc. Gli argomenti comprenderanno la teoria della misura e degli errori, l'analisi della teoria elettromagnetica fondamentale, la specificazione delle quantità fondamentali degli standards elettromagnetici e la loro realizzazione operativa. Verrà dato particolare risalto all'uso degli standards per ottenere la più alta precisione.

Per l'ammissione sono richiesti i seguenti requisiti: istruzione equivalente ad una laurea B.S. in ingegneria elettrica o ingegneria fisica ed un anno o più di esperienza pratica.

Tale corso fa parte della missione del « Radio Standars Laboratory », nel diffondere le informazioni riguardanti le misure e gli standards elettromagnetici. (*i.s.*)

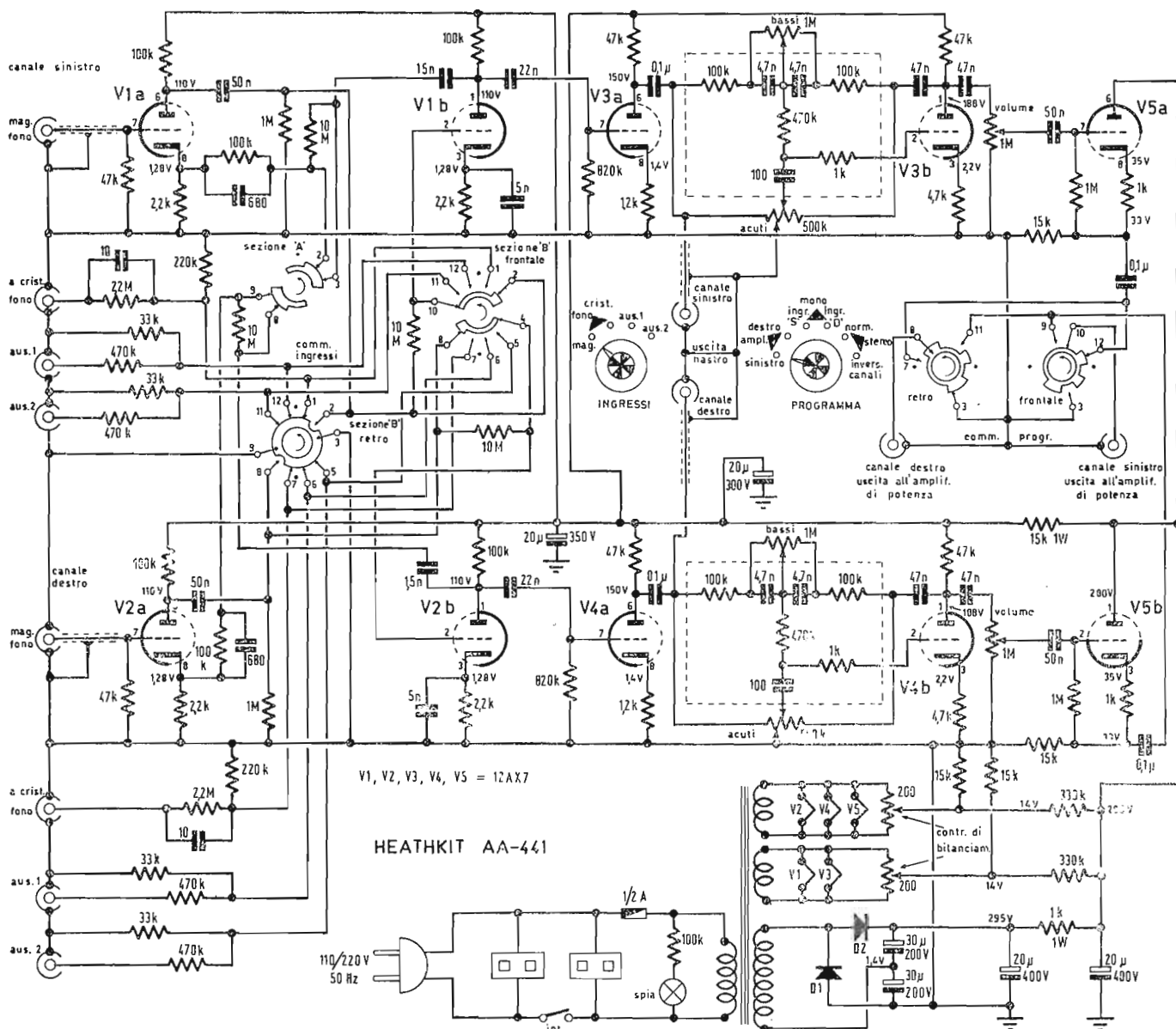



Fig. 1/0728

0727 – *Sig. Schivo G. – Alassio (Savona)*

D. Desidererei installare sulla mia auto il giradischi della « Philips » ma senza applicare il ricevitore. Quindi vi sarei molto grato se mi forniste uno schema di un amplificatore a transistori, che abbia volume, tono e funzionamento a 12 V e 3÷4 W di uscita.

R. Un complesso di riproduzione fonografica del tipo che le interessa è quello descritto nell'articolo alle pag. 174-176 aprile 1963 della Rivista l'*antenna*. Alimentando questi circuiti a 12V, si avrà una certa diminuzione di sensibilità, largamente compensata dalla maggior uscita delle capsule piezoelettriche Philips, rispetto alla capsula a riluttanza variabile prevista nell'articolo citato. Indichiamo le eventuali sostituzioni dei transistori: 2N1125 equiv. a OC74; 2N1124 equiv. a OC79; 2N443 equiv. a OC26 Philips.

I transistori della serie americana sono della GE. La parte di alimentazione degli schemi delle figg. 4 e 8 può essere omessa, dato che l'alimentazione può essere prelevata dalla batteria dell'auto. (*a. f.*)

0728 – *Sig. Gemo D. – Monza (Milano)*

D. Vi sarei grato se voleste fornirmi lo schema di un buon preamplificatore (senza eccessive pretese) previsto con l'ingresso per cartucce piezoclettriche e magnetiche adatto all'amplificatore con tubo 12 AX7 descritto in *alta fedeltà* del 1961, nonchè il disegno costruttivo di un contenitore che permetta di sfruttare nel migliore dei modi le caratteristiche del complesso fornito di altoparlante Philips 9710AM.

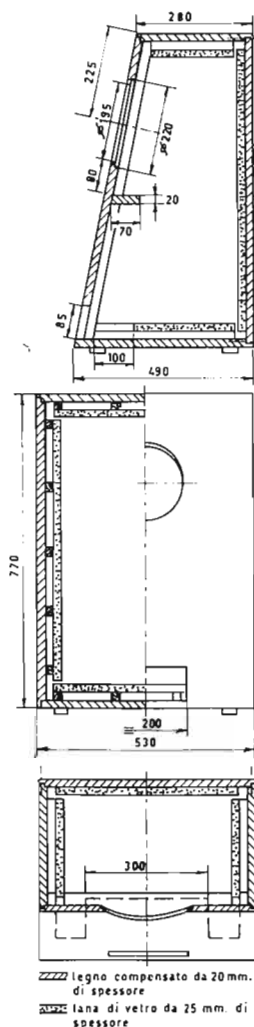
R. Un preamplificatore che risponda alle sue esigenze e presenti l'uscita di 2,5 V_{eff}. necessari per pilotare il suo amplificatore di potenza, è il mod. AA-441 della Heathkit, di cui le forniamo lo schema.

Detto preamplificatore è stereofonico, il che non guasta, perchè un amatore della buona musicalità non potrà resistere a lungo al fascino della stereofonia. Per il momento Ella può sfruttare un solo canale, ma in seguito, ne siamo certi, li sfrutterà tutte due.

Riproduciamo qui in allegato il disegno costruttivo del mobile bass-reflex per l'altoparlante Philips 9710 AM. (*a. f.*)

Fig. 2/0728

0729 – *Sig. Sbarra D. – Roma*

D. Vorrei acquistare un complesso HI-FI stereo e pensavo di utilizzare il gruppo GRUNDIG HF 35 con un piatto DUAL 1009 e il gruppo di altoparlanti LS 40 sempre della GRUNDIG; potreste dirmi se questo complesso HI-FI dà buoni risultati in una stanza di cui allego lo schema e se si presta a futuri perfezionamenti? Oppure potete consigliarmi un complesso HI-FI con un prezzo iniziale di L. 250.000 con uno scarto + o — del 20 %, che possa poi trasformare in un complesso professionale indicandomi l'ordine di acquisto delle varie parti?

R. Per un ambiente domestico di modeste dimensioni, l'impianto da lei prospettato GRUNDIG-DUAL è più che sufficiente e soddisfacente. Qualche riserva dobbiamo avanzare circa la rispondenza dell'ambiente che essendo molto arredato (e piuttosto piccolo), può produrre assorbimenti localizzati creando zone sorde e rendere poco avvertibile l'effetto stereofonico. Per la stereofonia occorre uno spazio notevole e simmetrico rispetto ai diffusori.
Un complesso diverso dal suddetto potrebbe essere così composto con materiale HEATHKIT:
- Preamplificatore stereo AA141A (scatola di montaggio L. 52.000; montato L. 62.000).
- Amplificatore stereo 8+8 W, AA-32 (scatola di montaggio L. 53.000; montato L. 64.000).
— Altoparlanti in mobiletto versione mod. AE-4OWE L. 115.000 (occorrendone 2, la spesa diventa di L. 230.000).
È consigliabile acquistare altoparlanti più economici come per esempio i PHILIPS.
Moltissime altre combinazioni sono possibili, ma tutte assai più costose. Sconsigliamo decisamente d'acquistare un complesso da trasformare in professionale. Se Ella intende arrivare a quest'ultimo, lo faccia addirittura, perchè la spesa del primo impianto più modesto sarebbe perduta al 95 %.
Ricordi che ciò che si possiede non ha più nessun valore commerciale, mentre per acquistare un chiodo occorre un capitale di famiglia; lo stesso oggetto, acquistato a 100, viene svalutato all'atto dell'acquisto e da esso non si ricava nemmeno 10. *(a. f.)*

0730 – *Sig. Calorio S. – Torino*

D. Desidererei avere lo schema di un alimentatore stabilizzato avente uscita regolabile da 0 a 30 V con una corrente massima d'uscita di 500 mA.
In un complesso d'alta fedeltà si può praticamente costruire l'insieme altoparlante (o altoparlanti) e contenitore con caratteristiche di distorsione pari od almeno non molto inferiori alla catena giradischi (o sintonizzatore) + preamplificatore + amplificatore di potenza? In caso negativo non capisco tutti questi sforzi per ottenere il 1/2 dB a 25 kHz o lo 0,04 % di distorsione a 1 kHz, quando alla fine della catena vi è un trasduttore con una curva avente punte di 5, 10 dB.

R. 1°) Non sono molti gli schemi pubblicati di alimentatori stabilizzati per transistori. Alle pagg. 114, 115 e 146 marzo 1964 della Rivista *l'antenna* è descritto un alimentatore stabilizzato con regolazione di uscita da 10,3 a 13,8 V per la corrente massima di 1 A cc. Disponendo in serie due alimentatori di tale tipo si ottengono tensioni regolabili da 20,6 a 27,6 V c.c., per tensioni basse può servire una sola unità.
2°) Non è possibile avere un altoparlante con una curva di risposta uniforme come quella di un amplificatore. Proprio per questo si fanno gli incroci elettronici dividendo la gamma acustica in più frazioni applicate ciascuna ad un altoparlante, la cui affidate entro quella ristretta banda è meno lontana dall'uniformità.
Ma l'altoparlante è l'ultimo anello della catena Hi-Fi; è bene essere certi che fino ad esso le cose vadano bene per non aggiungere ai guai dell'altoparlante altri inconvenienti. Gli altoparlanti moderni sono molto migliori di quelli di alcuni anni fa; comunque i progressi da attendersi sono proprio nel campo dei diffusori, dato che gli altri componenti hanno raggiunto un grado di bontà difficilmente superabile. *(a. f.)*

0731 – *Sig. Palmieri G. – Brescia*

D. Possiedo: 1 preamplificatore stereo d'uscita 250 mV, impedenza d'uscita 1 MΩ; 2 amplificatori 10 W, sensibilità 40 mV, impedenza d'ingresso 1 MΩ; 1 amplificatore 20 W, sensibilità 250 mV, impedenza d'ingresso 1 MΩ; 2 altoparlanti 9710 M PHILIPS; 1 altoparlante 9762 M PHILIPS.
Gli amplificatori e il preamplificatore sono autocostruiti su schema PHILIPS (Bollettini d'Informazione Tecnica nn. 11-12-13).
Desiderando avere un impianto stereo con canale centrale per i bassi posso usare l'incrocio elettronico pubblicato su *l'antenna* (maggio 1962) o esiste una soluzione migliore tenendo conto anche della spesa?
Nella prima ipotesi come adattare le diverse impedenze degli amplificatori 1 MΩ e dell'incrocio 0,5 MΩ, e come pilotare correttamente gli amplificatori, data la diversa sensibilità 40 mV e 250 mV?

R. Lo schema per un complesso stereo con altoparlante dei bassi in comune per i canali sinistro e destro, pubblicato a pag. 277 maggio 1962 della Rivista *l'antenna* è sempre valido e raccomandabile.
Circa l'adattamento di impedenze agli ingressi dell'incrocio stereo si dovrebbe:
1°) asporre in serie con le entrate una resistenza di 0,5 MΩ (per ciascun canale); con ciò l'impedenza diviene di 1 MΩ e la sensibilità risulta dimezzata (entrata massima così disponibile 125 mV invece di 250 mV ai due canali dell'incrocio);
2°) disporre un potenziometro da 0,25 MΩ sull'uscita di ciascun canale acuto e collegare il cursore all'ingresso del rispettivo amplificatore 10 W; il potenziometro serve a dosare l'ingresso in modo da evitare il sovraccarico dell'amplificatore degli acuti (in ciascun canale);
3°) aggiungere uno stadio preamplificatore all'uscita del canale centrale; infatti la tensione di entrata all'amplificatore 20 W richiedente 0,25 V, sarebbe insufficiente per la dimezzata entrata all'incrocio operata dalle resistenze 0,5 MΩ dette al punto 1°) e per la presenza di due stadi trasferitori catodici, che deamplificano sensibilmente; l'uscita dallo stadio aggiunto (che deve avere un guadagno di 4 o 5) deve essere collegata, tramite un potenziometro di 0,25 MΩ, all'ingresso dell'amplificatore 20 W.

Più semplicemente, ma meno bene, si può collegare direttamente i preamplificatori agli ingressi dell'incrocio (il carico di 0,5 MΩ porterebbe così solo una piccola diminuzione di sensibilità e una distorsione non rilevabile); aggiungere i 2 potenziometri da 0,25 MΩ alle uscite degli acuti sinistra e destra e lasciare inalterato il canale centrale dei bassi il cui amplificatore darebbe una potenza assai minore di 20 W, ma sempre sufficiente per un buon equilibrio tra bassi ed acuti, regolabile con i due potenziometri anzidetti. *(a. f.)*

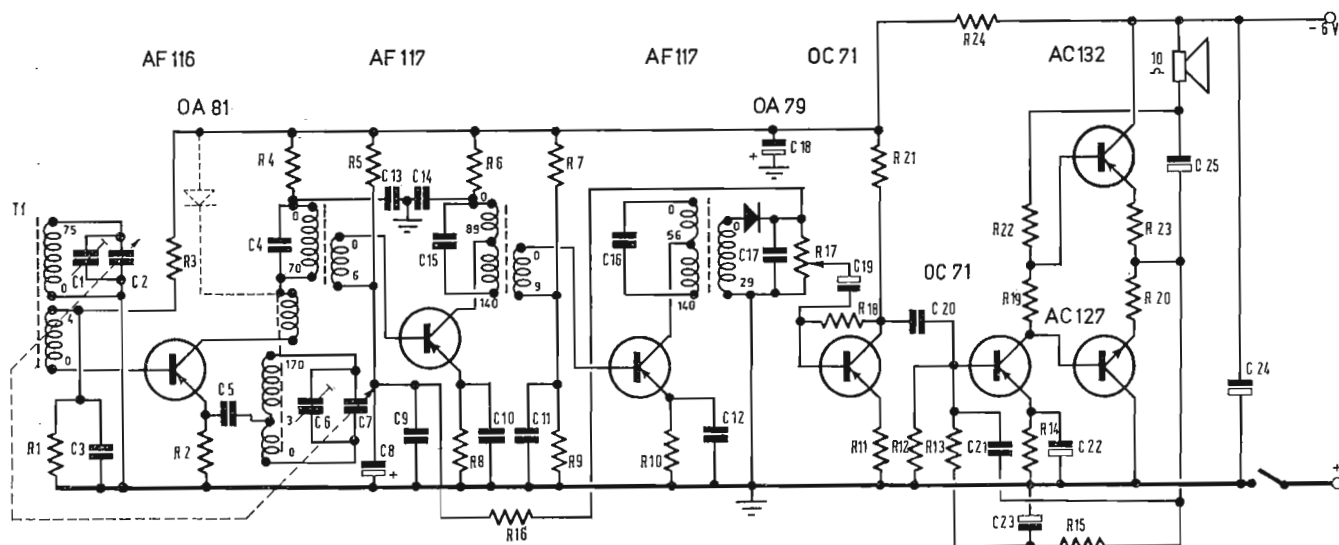



Fig. 1/0732

Il richiamo irresistibile della TV

(segue da pag. 289)

Sotto questo aspetto la TV assume il ruolo di complemento di vita essenziale ed indispensabile.

L'evoluzione sociale moderna deve molto alla TV. Ma questo formidabile mezzo di contatto audio-visivo immediato con milioni di spettatori di una nazione, lo investe contemporaneamente di una immensa responsabilità di educatore sociale.

La TV penetra nell'intimità familiare di un vastissimo pubblico d'ogni età e condizione ponendolo al corrente di quanto avviene in quell'istante o solo con qualche ora di differimento, nelle più lontane regioni della sua nazione e dell'intero mondo: ogni barriera cade di fronte al piccolo schermo della TV.

E per circoscrivere queste nostre considerazioni nell' ambito del nostro Paese, possiamo tranquillamente ritenere che la diffusione e la popolarità della TV saranno in continuo aumento per molti anni ancora.

E nel piano industriale-commerciale il traguardo presumibile dei prossimi anni della televisione, avrà senza alcun dubbio prospettive molto migliori di quelle della automobile.

A. Banfi

0732 – *Sig. S. Boffa – Milano*

D. Chiede lo schema di un ricevitore onde medie a transistori completo dei dati costruttivi.

R. Al suo quesito è stato risposto in parte nel n. 12, 1964 dell'« Antenna » a pagina 570, consulenza diretta al Sig. Marini, nella quale è stato preso in esame un ricevitore a sei transistori. Per accontentarla prenderemo adesso in esame un ricevitore a sette transistori il cui schema è visibile in figura 1. Nello stesso sono impiegati i seguenti transistori: AF116 convertitore, 2 x AF117 media frequenza, 2 x OC71 amplificatore BF, AC127, AC132 stadio d'uscita a simmetria complementare, AO79 diodo rivelatore, OA81 diodo smorzatore.

Il circuito è del tipo normale per quanto concerne la sezione ad alta frequenza mentre per la sezione bassa frequenza sono impiegati due transistori OC71 dei quali uno funge da preamplificatore e l'altro come pilota per lo stadio a simmetria complementare.

Quest'ultimo è del tipo « single-ended » con i transistori AC127 ed AC132. È previsto l'uso di un diodo smorzatore per migliorare il C.A.S. in presenza di segnali molto forti.

Caratteristiche dei componenti impiegati di tipo commerciale: Condensatore variabile tipo Philips AC1033, medie frequenze: Philips NEOSID F 12 x 12, oscillatore: NEOSID F 12 x 12, antenna in ferrite: PDA/100 IV B. Impedenza dell'altoparlante: 10 Ω.

Dati costruttivi dei vari componenti:

Bobina d'aereo: circuito accordato: 75 spire

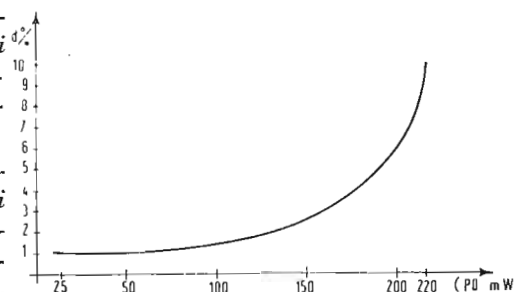



Fig. 2/0732

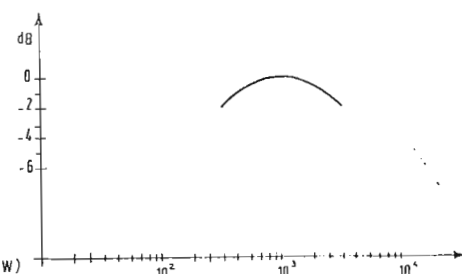



Fig. 3/0732

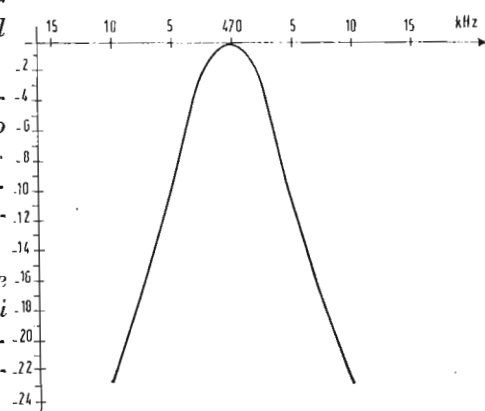



Fig. 4/0732

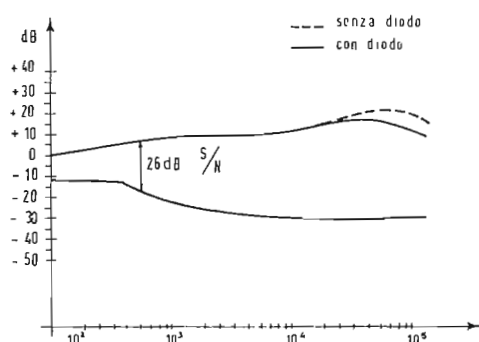



Fig. 5/0732

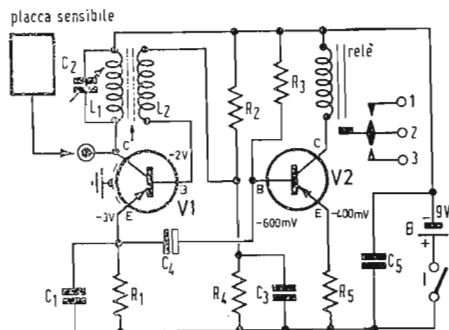
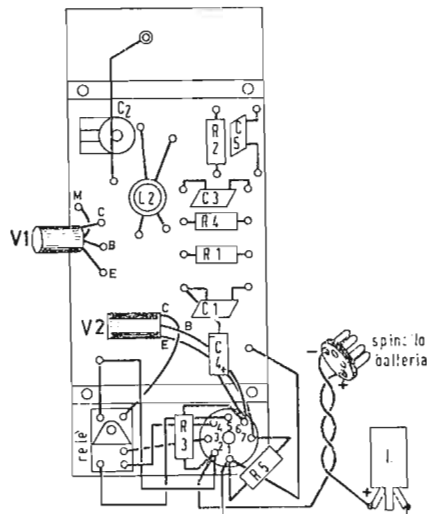
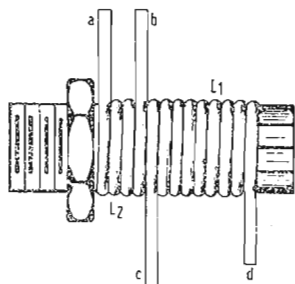



Fig. 1/0733

filo da 0,10 sm/se. Q_0 = 100 ad 1 MHz. Tale misura è stata effettuata con la bobina montata nel ricevitore. Secondario: 4 spire dello stesso filo.
Oscillatore: primario: prese a 0, 3, 170 spire; secondario: 10 spire.
L'oscillatore deve essere realizzato senza far uso di coppetta e senza schermo.
Medie frequenze:
Prima MF: primario: 70 spire, $C = 2000$ pF $Q_0 = 40$; secondario: 6 spire.
Seconda MF: primario: prese a 0, 89, 140 spire, $C = 470$ pF; secondario: 9 spire.
Terza MF: primario prese a: 0, 58, 140 spire, $C = 470$ pF. $Q_0 = 80$ secondario: 29 spire avvolte in bifilare con il primario.
Per gli avvolgimenti di media frequenza è stato usato filo da 0,10 SM/SE.
Prestazioni ottenibili:
Sezione bassa frequenza: La BF eroga 50 mW su un carico di 10 Ω a 1000 Hz con 2,7 mV in base del primo OC71.
Per una distorsione totale del 10 % la potenza d'uscita sale a 220 mW con 7 mV in base del preamplificatore.
L'impedenza d'ingresso della sezione di bassa frequenza è di circa 3000 Ω. La banda passante a 3 dB riferita a 1000 Hz, 50 mW, è compresa fra 240 e 5500 Hz (figura 2 e 3).
Sezione a radio frequenza: Entrando nella base del transistore AF116 con un segnale di 0,5 μV modulato al 30% con 400 Hz, si ottengono 50 mW sul carico di bassa frequenza.
La selettività ÷ 9 kHz è di 22 dB (figura 4).
f (kHz) 550, 1000, 1550; μV/m 60, 30, 20.
La curva caratteristica del CAS ed il rapporto segnale/disturbo (S/N) alla frequenza di 1 MHz per modulazione al 30% 400 Hz è riportata in figura 5.
Valore dei vari componenti:
$R_1 = 8.200\,\Omega$; $R_2 = 1.000\,\Omega$; $R_3 = 33.000\,\Omega$; $R_4 = 1.000\,\Omega$; $R_5 = 82.000\,\Omega$; $R_6 = 2.200\,\Omega$; $R_7 = 15.000\,\Omega$; $R_8 = 560\,\Omega$; $R_9 = 4.700$ æ; $R_{10} = 1.000\,\Omega$; $R_{11} = 15\,\Omega$; $R_{12} = 1.800\,\Omega$; $R_{13} = 3.900\,\Omega$; $R_{14} = 68\,\Omega$; $R_{15} = 1.500\,\Omega$; $R_{16} = 4.700\,\Omega$; $R_{17} = 2.500\,\Omega$; $R_{18} = 220.000\,\Omega$; $R_{19} = 33\,\Omega$; R_{20} 2,2 Ω; $R_{21} = 2.200\,\Omega$; $R_{22} = 2,2\,\Omega$; $R_{23} = 2,2\,\Omega$; $R_{24} = 82\,\Omega$; C_1 = 1-10 pF compensatore; C_2 = 4-180 pF variabile; C_3 = 47 nF; C_4 = 2.000 pF; C_5 = 22 nF; C_6 = 1-10 pF; C_7 = 4-80 pF; C_8 = 5 μF; C_9 = 47 nF; C_{10} = 47 nF; C_{11} = 47 nF; C_{12} = 47 nF; C_{13} = 47 nF; C_{14} = 47 nF; C_{15} = 470 pF; C_{16} = 470 pF; C_{17} = 22 nF; C_{18} = 100 μF; C_{19} = 10 μF; C_{20} = 10 μF; C_{21} = 1 nF; C_{22} = 100 μF; C_{23} = 10 μF; C_{24} = 100 μF; C_{25} = 100 μF.
Altoparlante 10 Ω.

(*P. Soati*).

Fig. 2/0733

0733 - *Sig. Riccardi G. - Milano*

D. Desidererebbe la pubblicazione sulla rivista dello schema di un semplice apparecchio a transistori atto a segnalare la presenza di persone estranee in un locale.

R. In figura 1 è riportato lo schema di un *indicatore elettronico di presenza* del tipo desiderato, il quale oltre che come dispositivo di allarme può anche essere usato per altri scopi quali *conta persone*, ecc.
Il transistore AF115 funge come oscillatore su una frequenza dell'ordine dei 27 MHz, tramite le bobine L_1 e L_2.
Nel transistore OC76, il potenziale di base è regolato in modo tale che il relais nella posizione di riposo risulti staccato.
Quando si avvicina una persona alla lastra metallica (*la distanza critica sarà trovata sperimentalmente*), si produce lo stesso effetto che si manifesterebbe in seguito alla introduzione nel circuito oscillante di una impedenza piuttosto elevata la qualcosa dà luogo ad una notevole diminuzione della frequenza di oscillazione.
In queste condizioni il condensatore C_1 da 10 nF, che nelle condizioni normali agisce come un vero e proprio corto circuito, aumenta la propria impedenza provocando ai capi di R_1, da 1.000 Ω, una differenza di potenziale che si trasmette alla base dell'OC76.
La componente continua di questa corrente, rettificata, ha l'effetto di provocare nella resistenza R_5, del circuito emettitore, una caduta di potenziale fra la base e l'emettitore, la qual cosa dà luogo ad una riduzione della corrente di collettore che provoca la disattivazione del relais.
La costruzione è abbastanza semplice. Si farà uso di un circuito stampato avente le dimensioni di 80 × 50 millimetri attenendosi alla disposizione dei componenti indicata in figura 2.
La lastra sensibile metallica dovrà avere le dimensioni di 50 × 50 cm e sarà unita all'apparecchio tramite un conduttore avente la lunghezza di circa un metro. Facendo uso di una lastra da 25 × 25 millimetri il filo potrà essere lungo circa 2 metri e fino a 5 metri facendo uso di lastre aventi dimensioni inferiori. Tali dimensioni, compresa la lunghezza del filo è bene trovarle sperimentalmente caso per caso.
La bobina sarà costruita come indicato in figura 3 a spire unite con del filo di rame smaltato da 9/10. Le spire, avvolte su un supporto avente un diametro di 10 millimetri, con nucleo regolabile, dovranno essere 4 per L_2 e 11 per L_1.
Valore dei componenti: $R_1 = 1.000\,\Omega$; $R_2 = 22.000\,\Omega$; $R_3 = 100.000\,\Omega$; $R_4 = 2.200\,\Omega$; $R_5 = 27\,\Omega$; $C_1 = 10$ nF; $C_2 = 25$ pF; $C_3 = 50$ nF; $C_4 = 2$ μF; $C_5 = 0,1$ μF.
Bobina vedere testo.
V_1 = AF115; V_2 = OC76. (*P. Soati*)

Fig. 3/0733

0734 - *Sig. Blasi F. - Taranto*

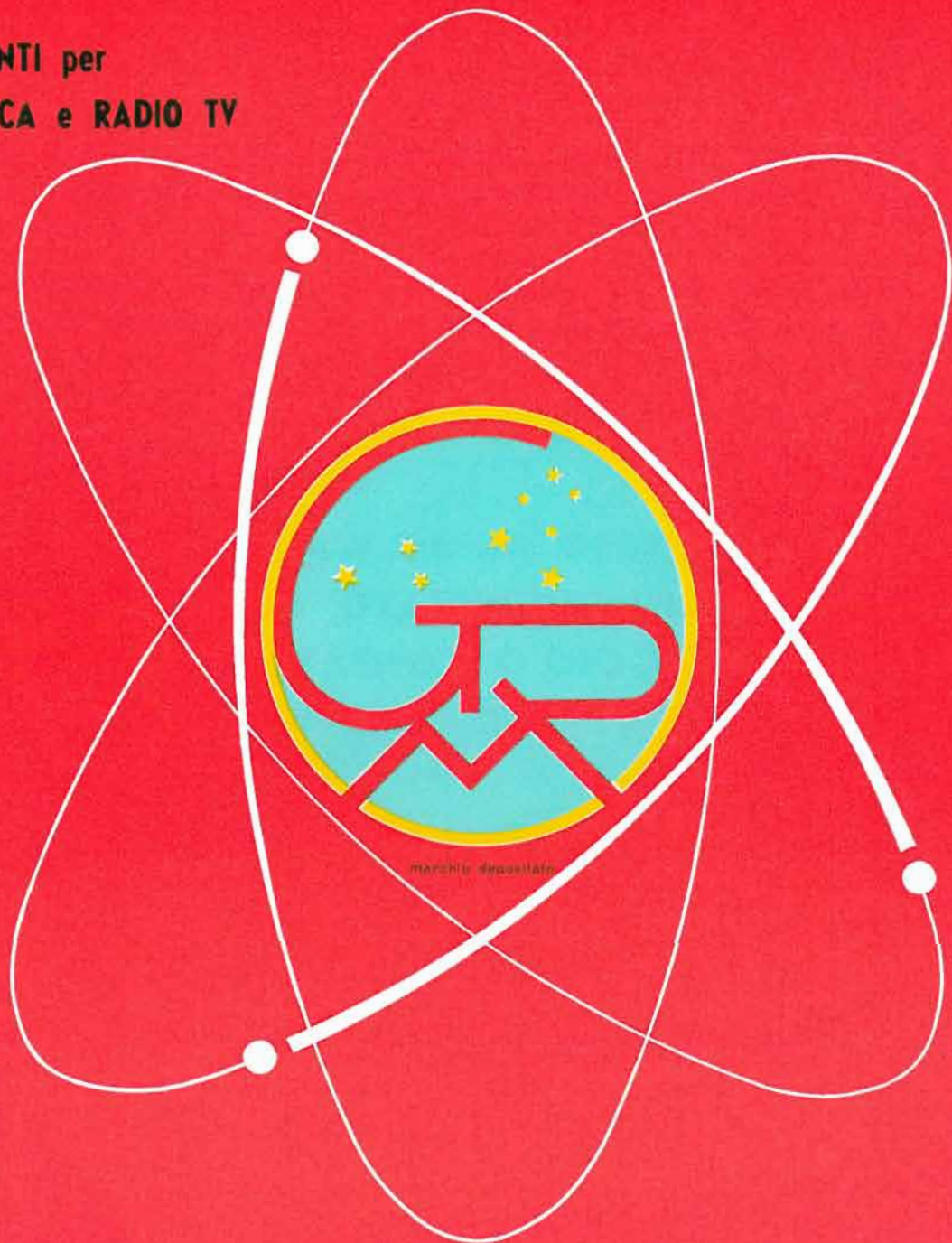
D. Desidera alcuni schemi di apparecchi televisivi.

R. Molto probabilmente le diciture relative i due televisori in suo possesso si riferiscono al modello, e non alla marca, ad ogni modo le nostre ricerche sono state negative.
Allo scopo di consentirci un maggiore approfondimento delle ricerche le consigliamo di inviarci i dati completi riportati nella targhetta di ciascun televisore, indicandoci, se possibile, anche il nome della casa costruttrice. (*P. Soati*)

0735 - *Sig. Ratti A. - Roma*

D. Desidera informazioni sulle pubblicazioni relative le stazioni riceventi in miniatura tipo « cerca persona », per la sua tesi di laurea.

R. In primo luogo le consigliamo di richiedere il catalogo alla ditta *Mc Graw Hill, Pubblishing Co. Ltd., Mc Graw Hill House, London EC* 4 nel quale troverà senz'altro alcune pubblicazioni che gli saranno utili. In secondo luogo consigliamo di rivolgersi alle seguenti ditte richiedendo il materiale monografico relativo gli apparecchi che gli interessano magari precisando lo scopo al quale è destinato.
SIEMENS - P.zza Zavattari 12, Milano
TELETTRA - Via Poma 47, Milano
MIRIAVOX - Via Priv. Pellizzone 13, Milano
AUTOPHON - Via Pinamonte da Vimercate, Milano
MORHAN EXP. Co. - 458 Broadway, N. York (U.S.A.)
TEXAS INSTRUMENTS - Via Pirelli 29, Milano (in merito ai solid circuits multi functions).
(*P. Soati*)

Schema elettrico del radioricevitore RECOFIX Mod. 616/2 Berna - 616/2F Zurigo

MELCHIONI S.p.A.

annuncia di prossima pubblicazione il nuovissimo ed interessantissimo **CATALOGO GENERALE,** indispensabile guida nel Vostro lavoro. **PRENOTATELO!** Vi verrà inviato gratuitamente.

SEDE:
Via P. Colletta, 39 - MILANO

NEGOZIO:
Via Friuli, 15, Tel. 57.94 - int. 20-21 - Milano

Filiali: BRESCIA - VARESE - MANTOVA - GENOVA - PADOVA - BOLOGNA - TORINO - TRIESTE - LESA

HEATHKIT® 1965

IL SUCCESSO MONDIALE DEI PRODOTTI DELLA HEATHKIT Co. SI COMPENDIANO NEI SEGUENTI PUNTI:

- TECNICA D'AVANGUARDIA USATA NELLA PROGETTAZIONE
- QUALITA' PROFESSIONALE DEI COMPONENTI USATI
- ECCEZIONALI PRESTAZIONI
- ASSISTENZA COMMERCIALE E TECNICA FRA LE PIU' EFFICENTI E PROGREDITE

RICEVITORE HI-FI STEREO DA 40 WATT INTERAMENTE TRANSISTORIZZATO IN SCATOLA DI MONTAGGIO O MONTATO

STEREO/HI-FI

HEATHKIT

AR - 13

• COMPATTO! NELLE SUE RIDOTTE DIMENSIONI TROVANO POSTO 2 AMPLIFICATORI DA 20 WATT, 2 PREAMPLIFICATORI E SINTONIZZATORI AM/FM - FM STEREO • BEN 46 TRANSISTORS E 17 DIODI MONTATI SU CIRCUITI STAMPATI, GARANTISCONO PRESTAZIONI TALI DA PORRE QUEST'APPARECCHIO IN TESTA ALLA PRODUZIONE MONDIALE • LA SUA POTENZA STEREO DI 40 WATT DA 15 A 30.000 Hz ± 1 dB E' TALE DA SODDISFARE IL PIU' CRITICO MUSICOFILO CHE INTENDA COSTITUIRE UN IMPIANTO DI GRANDE CLASSE.

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel. 736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773